



université de bretagne
occidentale



THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Mention : Optoélectronique - Télécommunications optiques

École Doctorale SICMA 0373

Présentée par

Hamidreza KHALEGHI

Préparée au Laboratoire Lab-STICC

UMR CNRS 6285

École Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB)

Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM)

Soutenue le 30 Novembre 2012

devant le jury composé de :

Mme. Christelle AUPETIT

Professeur des Universités, XLIM, ENSIL, *Rapporteur*

M. Hongwu LI

Professeur des Universités, IETR, Université de Nantes, *rapporteur*

Mme. Catherine ALGANI

Professeur des Universités, ESYCOM, CNAM - Paris, *Examineur*

M. Michael CONNELLY

Senior Lecturer, OCR Group, Université de Limerick-Ireland, *Examineur*

M. Erwan PINCEMIN

Ingénieur R&D, Orange Labs., Lannion, *Examineur*

M. Pascal MOREL

Maître de conférences, Lab-STICC, ENIB, *Co-Encadrant*

M. Thierry RAMPONE

Maître de conférences, Lab-STICC, ENIB, *Co-Encadrant*

M. Ammar SHARAIHA

Professeur des Universités, Lab-STICC, ENIB, *Directeur de thèse*

M. Jérémie RENAUDIER



Ce travail a été soutenu par le CPER PONANT, le FEDER, la région Bretagne et partiellement par l'ANR dans le cadre du projet UltraWIDE (ANR 2010 VERS 011 06).

Remerciements

En préambule à ce mémoire, je souhaite adresser ici tous mes remerciements aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont ainsi contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Je tiens dans un premier temps à remercier mon directeur de thèse, Monsieur Ammar SHARAIHA, Professeur des universités à l'ENIB pour m'avoir confié ce travail de recherches, ainsi que pour son soutien tout au long de ma thèse, sa disponibilité et ses idées et précieux conseils au cours de ces années. J'ai beaucoup appris à ses côtés et je lui adresse ma gratitude pour tout cela.

J'exprime ma gratitude à mes co-encadrants de ce travail de thèse, Messieurs Pascal MOREL et Thierry RAMPONE, Maîtres de conférences à l'ENIB pour leurs attentions de tout instant sur mes travaux, leurs conseils, ainsi que pour le temps qu'ils ont bien voulu me consacrer et m'avoir encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Je remercie sincèrement Madame Cristelle AUPETIT, Professeur des universités à Limoges-XLIM, et Monsieur Hongwu LI, Professeur des universités à Nantes, qui ont accepté d'être mes deux rapporteurs. J'exprime également ma sincère gratitude à Madame Catherine ALGANI présidente du jury, Professeur des universités à CNAM-Paris, Monsieur Michael CONNELLY, Senior lecturer à l'université Limerick, Monsieur Erwan PINCEMIN, Ingénieur R&D à laboratoire Orange (France Telecom) et Monsieur Jérémie RENAUDIER, Ingénieur R&D à laboratoire Bell Alcatel-Lucent Nozay pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Un grand merci à Monsieur Mikael GUÉGAN, Maître de conférences à l'ENIB, pour son implication dans le projet et pour ses conseils pendant la première période de ma thèse. Il m'a beaucoup appris, j'ai apprécié son enthousiasme et sa sympathie.

J'adresse mes remerciements à toute l'équipe de l'ENIB: les enseignants-chercheurs, les techniciens, l'administration et mes collègues doctorants, Frédéric, Steven, Hadeel, Tammam, Deka, Mohammad et Maiss'aa pour leur amitié, pour tous les échanges techniques, scientifiques et pour leur sympathie, leur accueil chaleureux pendant ces trois ans de thèse. Je souhaite exprimer spécialement ma reconnaissance à Madame Shabnam ARBAB CHIRANI, Professeur des universités à l'ENIB, pour ses aides et m'avoir soutenue durant ces années.

Merci à tous mes amis pour leur amitié: Walid, Laura, Kamal, Moustapha, Iman, Sepehr, Lida, Behrouz, Ehsan, Shahin et Typhenn avec qui, j'ai partagé des bons et mauvais moments.

Un immense merci à ma famille, et surtout ma mère, qui m'ont toujours soutenus tout au long de mes études et m'ont toujours encouragés à faire ce que je souhaitais et à donner le meilleur de moi-même. Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à mon épouse, Neda, sans qui cette thèse ne pourrait jamais être complétée. Grand merci pour ton soutien, tes encouragements et ta compréhension. Je souhaite aussi remercier à mon fils, Parsa, pour sa grande patience. À vous tous je dédie cette thèse.

SOMMAIRE

1	INTRODUCTION GENERALE.....	1
2	SYSTEME DE TRANSMISSION CO-OFDM A TRES HAUT DEBIT	5
2.1	INTRODUCTION.....	6
2.2	EMETTEURS OPTIQUES	8
2.2.1	<i>Lasers.....</i>	8
2.2.2	<i>Bruit d'intensité relative et bruit de phase des lasers.....</i>	9
2.2.3	<i>Modulation directe</i>	10
2.2.4	<i>Modulation externe</i>	10
2.2.5	<i>Modulation optique IQ</i>	13
2.3	FIBRES OPTIQUES	16
2.3.1	<i>Atténuation de la fibre.....</i>	16
2.3.2	<i>Dispersion chromatique.....</i>	17
2.3.3	<i>Dispersion de modes de polarisation</i>	19
2.3.4	<i>Non-linéarités de la fibre optique</i>	20
2.3.5	<i>Fibres optiques monomodes disponibles.....</i>	20
2.4	AMPLIFICATEURS OPTIQUES	22
2.4.1	<i>Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA).....</i>	23
2.4.2	<i>Émission spontanée amplifiée</i>	25
2.4.3	<i>Non-linéarités du SOA.....</i>	26
2.4.4	<i>Applications systèmes des SOA.....</i>	28
2.5	RECEPTEURS OPTIQUES	30
2.5.1	<i>Élément de base : la photodiode</i>	30
2.5.2	<i>Bruit des photodétecteurs</i>	31
2.5.3	<i>Type de réception : non-cohérente ou cohérente</i>	33
2.6	MODULATIONS OPTIQUES AVANCEES	37
2.6.1	<i>Critères d'évaluation des formats de modulation avancés.....</i>	37
2.6.2	<i>Modulations avancées pour les systèmes de télécommunication optiques</i>	40
2.7	OFDM OPTIQUE	45
2.7.1	<i>Principe de la modulation multi-porteuses OFDM.....</i>	45
2.7.2	<i>Principe d'une liaison CO-OFDM.....</i>	50
2.8	CONCLUSION.....	53
3	SIMULATION D'UNE CHAINE DE TRANSMISSION CO-OFDM AMPLIFIEE PAR DES SOA	55
3.1	INTRODUCTION.....	57
3.2	MODELISATION DES SOA	58
3.2.1	<i>Propagation des signaux optiques dans une section de calcul.....</i>	59
3.2.2	<i>Compression du gain</i>	62
3.2.3	<i>Émission spontanée amplifiée (ASE).....</i>	62
3.2.4	<i>Équation d'évolution des porteurs.....</i>	62
3.2.5	<i>Simulation numérique sous ADS</i>	64
3.3	SIMULATION ET VALIDATION EXPERIMENTALE DES PRINCIPAUX PARAMETRES DU SOA.....	65
3.3.1	<i>Gain optique</i>	65
3.3.2	<i>Puissance de saturation.....</i>	65
3.3.3	<i>Facteur de bruit</i>	67
3.3.4	<i>Facteur de couplage phase-amplitude</i>	68
3.3.5	<i>Réponses fréquentielles du gain et de la phase optique du SOA en présence d'une modulation d'intensité en petit signal</i>	70

3.3.6	Mélange à quatre d'onde (FWM)	75
3.4	MODELISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION CO-OFDM	78
3.4.1	Composants de la modélisation d'un système CO-OFDM sous VPI.....	78
3.4.2	Résultats de simulation du système CO-OFDM.....	81
3.5	PLATEFORME DE CO-SIMULATION VPI-ADS	85
3.5.1	Interface de co-simulation	85
3.5.2	Bloc générateur de bruit	87
3.6	CONCLUSION	90
4	INFLUENCE DES SOA DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION CO-OFDM	91
4.1	INTRODUCTION	93
4.2	BANC DE MESURE EXPERIMENTAL DE TRANSMISSION CO-OFDM	94
4.2.1	Génération et calibration du signal OFDM optique	96
4.2.2	Détection et démodulation du signal reçu	100
4.3	CARACTERISTIQUES DES SIGNAUX OFDM	101
4.4	INFLUENCE DE LA PUISSANCE D'ENTREE DU SOA SUR LA TRANSMISSION CO-OFDM	103
4.4.1	Régime linéaire	103
4.4.2	Régime saturé	105
4.5	INFLUENCE DE LA LONGUEUR D'ONDE DU SIGNAL.....	112
4.6	INFLUENCE DU COURANT DE POLARISATION	115
4.7	INFLUENCE DU DEBIT BINAIRE.....	117
4.7.1	Influence du nombre de sous-porteuses	117
4.7.2	Influence de la réponse fréquentielle des effets non-linéaires du SOA	119
4.7.3	Influence du rapport signal sur bruit optique	120
4.8	INFLUENCE SUR LA TRANSMISSION DE L'INSERTION DE 80 KM DE FIBRE OPTIQUE	122
4.9	CONCLUSION	123
5	CONCLUSION ET PERSPECTIVES	125
5.1	CONCLUSION	127
5.2	PERSPECTIVES.....	129
	GLOSSAIRE	131
	BIBLIOGRAPHIE	135
	PUBLICATIONS	147
	ANNEXE-A.....	149
	ANNEXE-B	150
	LISTE DES FIGURES	153
	LISTE DES TABLEAUX	159

1 INTRODUCTION GENERALE

Les communications optiques ont révolutionné l'industrie des télécommunications. La fibre optique utilisée dans les communications optiques permet de réaliser des liaisons de télécommunication sur des distances beaucoup plus grandes et avec des débits beaucoup plus élevés qu'avec des liaisons purement électriques. La caractéristique de large bande passante de la fibre optique implique qu'une seule porteuse optique peut être modulée en bande de base jusqu'à ~25000 Gb/s, occupant une bande de fréquence de 25000 GHz autour de 1,55 μm [1]. De toute évidence, ce débit est impossible à atteindre pour les dispositifs électro-optiques actuels, étant donné que les lasers, les modulateurs externes ou les détecteurs ont une bande passante inférieure à 100 GHz. En tant que tel, un seul canal à haute vitesse profite d'une infime partie de la bande-passante disponible. Une solution est l'utilisation de la technique WDM (*wavelength division multiplexing*), dans laquelle plusieurs canaux modulés en bande de base sont transmis sur une fibre unique, mais chaque canal est situé à une longueur d'onde différente.

Avec l'augmentation du débit de données, les systèmes de transmissions optiques sont forcés d'utiliser des formats de modulation avancés, pour augmenter l'efficacité spectrale afin d'être capable d'utiliser l'infrastructure du système WDM actuel en satisfaisant des contraintes de bande passante et d'espacement entre canaux. Pour le futur réseau optique, il est envisagé de transférer un débit de données de 100 Gb/s et au-delà à travers un canal optique [2]-[5]. Les canaux 100 Gb/s doivent être déployables sur les systèmes WDM existants à 10 Gb/s en satisfaisant un espacement des canaux de 50 GHz.

La transmission de signaux optiques à 100 Gb/s et au-delà en augmentant l'efficacité spectrale est actuellement un sujet important de recherche. Une technique consiste à utiliser les formats de modulation multi-niveaux sur la base du M-QAM (modulation d'amplitude en quadrature *M-aire*).

Cependant, en augmentant le débit de données, les imperfections dues à la dispersion chromatique (*CD : chromatic dispersion*) et la dispersion modale de polarisation (*PMD : polarization mode dispersion*) deviennent un gros problème et limitent la portée optique. La réduction des imperfections du canal peut être la difficulté la plus importante pour les formats de modulation actuellement utilisés. Par conséquent, l'utilisation de nouvelles techniques pour à la fois atténuer les effets de la CD et de la PMD mais aussi pour augmenter l'efficacité spectrale afin de se conformer à l'espacement des canaux standards, semble un élément clef [6].

Une technique proposée est l'utilisation de formats de modulation complexes, comme le CO-OFDM (*coherent optical - orthogonal frequency division multiplexing*). L'avantage de l'OFDM est sa robustesse contre les imperfections linéaires d'un canal en facilitant l'estimation du canal [7]-[12]. En outre, la technique optique cohérente est utilisée pour optimiser l'efficacité spectrale en préservant les informations de phase du signal optique après la détection électro-optique [13]-[16]. Nous pouvons combiner ce format de modulation avec d'autres formats de modulation tels que la modulation M-QAM afin d'augmenter encore plus l'efficacité spectrale [17], [18]. Toutefois, le CO-OFDM présente une sensibilité élevée à des comportements non linéaires des liaisons de transmission optiques [19]-[21]. Celle-ci est induite par le fort PAPR (*peak-to-average power ratio*) de ces signaux.

Avec l'augmentation de débit, les amplificateurs optiques dans les systèmes de transmissions optiques doivent aujourd'hui réunir, en plus des caractéristiques d'amplification en termes de gain, de facteur de bruit et de puissance de saturation, d'une grande bande passante optique permettant d'envoyer des canaux supplémentaires. La comparaison des performances des SOA et des amplificateurs à fibres dopées à l'Erbium (EDFA) sont aujourd'hui en faveur des amplificateurs EDFA. Toutefois, des études récentes montrent que les SOA peuvent atteindre des performances des EDFA tout en ayant une bande passante optique plus large de l'ordre de 100 nm à -1 dB [22]-[30].

En outre, l'amplificateur optique à semi-conducteurs a une petite taille, de l'ordre de quelques centaines de microns, et il est pompé électriquement. Il peut être potentiellement moins coûteux que l'EDFA et peut être intégré avec des lasers à semi-conducteurs, des modulateurs, etc. Il est mis à profit dans les applications tout-optiques comme la commutation, la conversion de longueur d'onde, la récupération d'horloge et la conception des portes logiques [31], [32].

Toutefois, le comportement non linéaire de SOA peut avoir un impact défavorable sur l'allure temporelle des signaux amplifiés. Cet impact devient important lorsque de nouveaux formats de modulation sont utilisés. Ces signaux sont plus sensibles aux effets non-linéaires que les signaux classiques OOK [33]. Plusieurs impacts du SOA sur l'amplification des signaux M-QAM ont été récemment étudiés [34].

Pour un signal OFDM avec un PAPR très élevé, les propriétés non linéaires du SOA peuvent dégrader les performances de transmission qui devront être étudiées avec précision.

Notre objectif dans cette thèse est d'étudier précisément l'influence de l'utilisation du SOA dans un système CO-OFDM. Dans le chapitre 2, après l'introduction des principaux éléments des systèmes de télécommunications optiques, nous introduisons de nouvelles techniques employées dans les réseaux optiques en nous concentrant particulièrement sur les systèmes CO-OFDM. Le chapitre 3 est dédié au développement de la mise en place d'une plateforme de simulation d'une chaîne de transmission CO-OFDM en présence d'amplification optique à base de SOA. Dans le chapitre 4, dans un premier temps, le montage expérimental réalisé pour cette thèse est présenté. Les résultats de mesure sont ensuite présentés et comparés avec ceux obtenus par des simulations. Nous étudierons ensuite l'influence de chaque paramètre du SOA sur les performances du système de transmission CO-OFDM. À la fin, dans le chapitre 5, nous concluons en récapitulant les principaux résultats obtenus par les simulations et les mesures et nous présentons des perspectives de ce travail de recherche.

2 SYSTEME DE TRANSMISSION CO-OFDM A TRES HAUT DEBIT

2.1 Introduction

Les communications optiques sont devenues possibles après que les premiers lasers ont été développés dans les années 1960. L'attention a été ensuite portée sur la recherche de moyens pour guider la lumière laser pour concrétiser les communications optiques. Plusieurs années plus tard, il a été suggéré que les fibres optiques pourraient être le meilleur choix, car elles sont capables de guider la lumière d'une manière similaire au guidage des électrons dans les fils de cuivre. Le principal problème était les pertes élevées des fibres optiques, 1000 dB/km. Une percée s'est produite en 1970, lorsque les pertes de fibres ont pu être réduites à moins de 20 dB/km. Aujourd'hui, les fibres peuvent transmettre la lumière avec des pertes aussi petites que 0,2 dB/km. À peu près au même moment, les lasers à semi-conducteurs *AsGa*, fonctionnant en continu à température ambiante, ont été développés. La disponibilité simultanée de sources optiques compactes et de fibres optiques à faibles pertes a conduit à un développement mondial des systèmes de communication à fibres optiques [35].

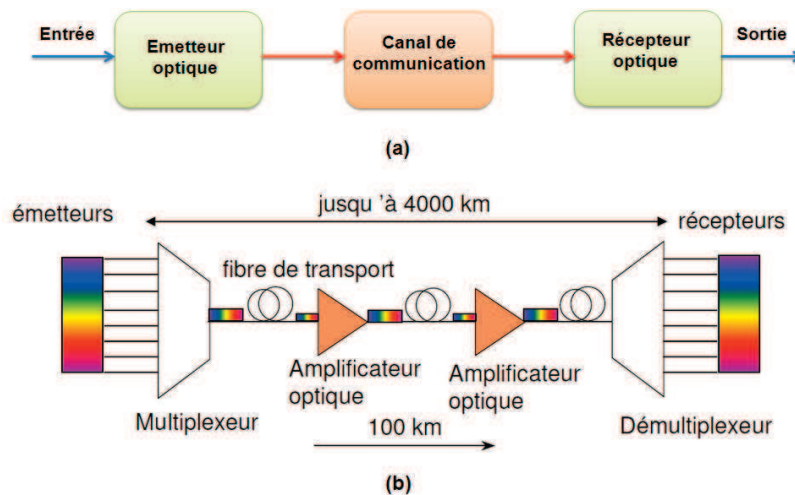


Figure 2-1 : Schéma de principe (a) d'un système de communication par fibre optique et (b) du système WDM [36].

La figure 2-1(a) montre le schéma générique d'un système de communication par fibre optique. Il se compose d'un émetteur, d'un canal de communication, et d'un récepteur, ces trois éléments étant communs à tout système de communication. Les systèmes de communication par fibres optiques peuvent être classés en deux catégories ; long-courriers (*long-haul*) et court-courriers (*short-haul*), selon que le signal optique est transmis sur des distances relativement longues ou courtes. Les systèmes de télécommunication long-courriers exigent des lignes principales à haute capacité. Pour ces distances, la fibre optique comme canal de transmission est aujourd'hui incontournable et un grand nombre de systèmes optiques transocéaniques ont déjà été installés afin de créer un réseau international de fibres optiques. Des distances de transmission de plusieurs milliers de kilomètres peuvent être réalisées en utilisant des amplificateurs optiques pour compenser l'atténuation de la fibre. De plus, la technologie de multiplexage en longueur d'onde (WDM) permet d'augmenter la capacité d'un réseau de fibre optique en optimisant l'exploitation de la bande passante optique du canal. Le schéma de principe

d'un système WDM est montré sur la figure 2-1(b). Les différentes longueurs d'onde modulées par des données provenant de plusieurs utilisateurs sont rassemblées grâce à un multiplexeur et sont transmises sur une fibre optique. Le signal est amplifié typiquement tous les 100 km sur une distance de quelques milliers de kilomètres. À la réception, les longueurs d'ondes sont séparées par un démultiplexeur.

Les réseaux optiques, basés sur l'émergence de la couche optique dans les réseaux de transport, offrent une capacité supérieure et un coût réduit pour des applications nouvelles telles que l'Internet à très haut débit, la vidéo, l'interaction multimédia et les services numériques avancés. L'infrastructure de réseau optique peut être exprimée par une classification suivant la zone géographique couverte comme le montre la figure 2-2. Les trois échelles couramment employées sont : les réseaux d'accès (LAN : *local area network*), les réseaux métropolitains (MAN : *metropolitan area network*) et les réseaux cœurs (WAN : *wide area network*). Le réseau LAN est limité à une zone géographique réduite, par exemple un bâtiment, le réseau MAN est étendu sur une dizaine de kilomètres et le réseau WAN a une couverture nationale ou internationale.

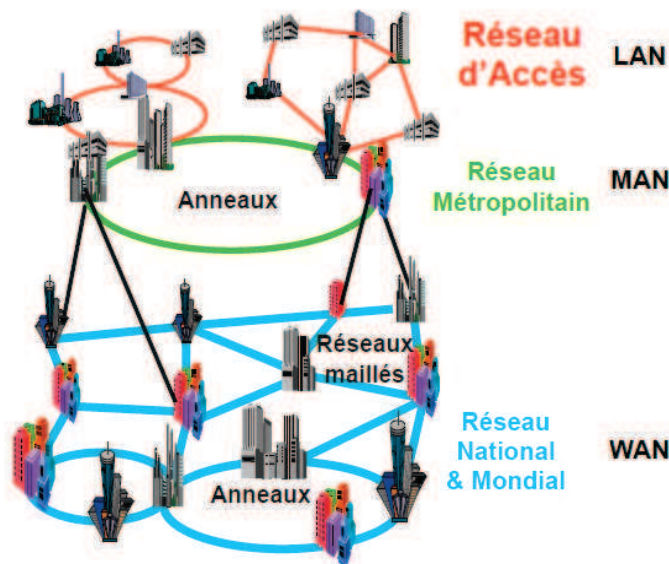


Figure 2-2 : Hiérarchie de réseaux optiques [36].

Avec l'augmentation du débit de données, les systèmes de transmissions optiques sont forcés d'utiliser des formats de modulation avancés pour augmenter l'efficacité spectrale afin d'être capable d'utiliser l'infrastructure du système WDM actuel en satisfaisant des contraintes de bande passante et d'espacement entre canaux.

Dans ce chapitre, après avoir présenté quelques principes généraux des systèmes de communication optique, nous décrivons les principaux composants optiques utilisés dans ces systèmes : les émetteurs et les récepteurs optiques, les fibres optiques et les amplificateurs optiques. En outre, nous expliquons les principales imperfections du canal optique ainsi que les sources de bruit. Enfin, nous introduisons les formats de modulation avancés utilisés dans les réseaux optiques actuels pour surmonter les limitations des systèmes optiques et également pour améliorer le débit global. Nous nous concentrerons particulièrement sur le format de modulation OFDM et le système CO-OFDM.

2.2 Emetteurs optiques

Le rôle d'un émetteur optique est de convertir un signal du domaine électrique vers le domaine optique. Il y a deux méthodes distinctes pour moduler les ondes optiques : la modulation directe d'un laser et la modulation externe. La figure 2-3 montre le schéma synoptique de ces deux types d'émetteurs optiques. Nous allons dans la suite de cette section passer en revue les différents types d'émetteurs, leur principe de fonctionnement et leurs principales caractéristiques du point de vue des systèmes de transmission.

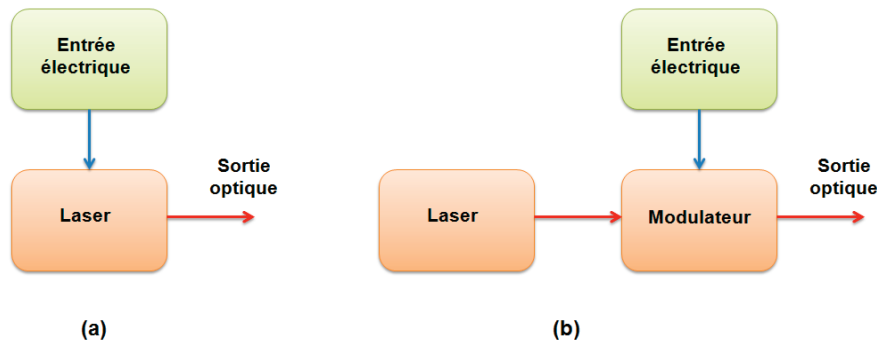


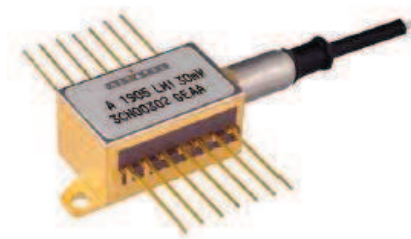
Figure 2-3 : Bloc-diagramme de l'émetteur optique avec (a) une modulation directe et (b) une modulation externe.

2.2.1 Lasers

Dans les systèmes de transmission par fibre optique, les lasers FP (*Fabry-Perot*), DFB (*distributed-feedback*) et VCSEL (*vertical-cavity surface-emitting laser*) sont les lasers les plus couramment utilisés. Pour la communication de données à bas débit (jusqu'à 200 Mb/s [37]), les LED (diodes électroluminescentes) trouvent aussi une application en tant que sources optiques.

Les lasers FP, DFB et VCSEL sont des diodes lasers (DL) à semi-conducteurs. Ils ont généralement une petite taille, une bonne qualité spectrale, une faible consommation énergétique et une longueur d'onde ajustable compatible avec les fenêtres de transmission des fibres optiques (autour de 850 nm, 1310 nm et 1550 nm).

Les lasers DFB sont des sources fiables, considérées comme monochromatiques, qui sont utilisées dans les systèmes WDM d'aujourd'hui pour contrôler précisément la longueur d'onde des signaux optiques. Certaines caractéristiques d'un laser DFB commercialement disponibles sont données dans tableau 1.



Paramètre	Unité	Valeur
Puissance optique maximale	<i>mW</i>	< 30
Débit maximal	<i>Gb/s</i>	> 10
Longueur d'onde	<i>nm</i>	1550
Largeur de raie minimale	<i>MHz</i>	< 2
Bruit d'intensité relatif (RIN)	<i>dB/Hz</i>	< -140

Tableau 1 : Exemple de spécifications d'une diode laser à semi-conducteurs de type DFB [38].

2.2.2 Bruit d'intensité relative et bruit de phase des lasers

Le signal optique en sortie d'un laser à semi-conducteurs en régime continu (CW : *Continuous Wave*) montre des fluctuations en intensité, phase et fréquence. Les deux mécanismes fondamentaux de bruit dans les lasers à semi-conducteurs sont l'émission spontanée et la recombinaison électron-trou (bruit de grenaille). Parmi ceux-ci, l'émission spontanée est prépondérante. Chaque photon émis spontanément ajoute une petite composante aléatoire en phase au champ optique cohérent (généré par émission stimulée) et perturbe ainsi à la fois l'amplitude et la phase du signal de sortie du laser de manière aléatoire. Les fluctuations d'intensité conduisent à un rapport signal à bruit (*SNR : signal to noise ratio*) limité, tandis que les fluctuations de phase conduisent à une largeur de raie spectrale $\Delta\nu$ non nulle.

Le bruit d'intensité relatif (*RIN*), exprimé souvent en dB/Hz, est défini comme le rapport entre la moyenne de la densité spectrale de fluctuations de l'intensité optique et le carré de l'intensité optique instantanée :

$$RIN = 10 \log \left(\frac{\langle \Delta I^2 \rangle}{I^2} \right) \quad (2.1)$$

En règle générale, le RIN diminue proportionnellement à I^2 mais, à faible courant de polarisation, il est proportionnel à I^3 . La figure 2-4 montre le RIN pour un laser DFB et un laser FP. Les lasers FP ont généralement un RIN supérieur.

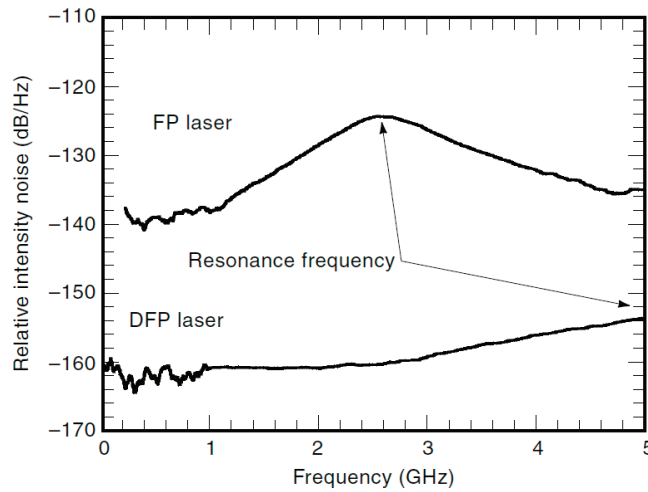


Figure 2-4 : Spectres du bruit d'intensité relative pour un laser DFB et un laser FP [39].

Le bruit de phase est une question importante dans les lasers à semi-conducteurs, en particulier quand ils sont utilisés dans les systèmes de transmission optiques cohérents. Le bruit de phase induit un élargissement du spectre de la lumière émise à la sortie du laser. En supposant un spectre de forme *Lorentzienne*, la largeur de raie spectrale $\Delta\nu$ (*linewidth*) peut être donnée par [33] :

$$\Delta\nu = \frac{R_{sp}}{4\pi P} (1 + \alpha_H^2) \quad (2.2)$$

où R_{sp} désigne le taux de recombinaison due à l'émission spontanée et α_H est le facteur de couplage phase-amplitude ou facteur de *Henry* (*linewidth enhancement factor*). \bar{P} se réfère à la puissance moyenne optique du signal lumineux en sortie du laser.

Un effet important lié au couplage phase-amplitude est l'effet de *chirp* de fréquence. Le *chirp* de fréquence est défini comme une variation de la fréquence instantanée par rapport à la fréquence centrale et est donné par :

$$\partial v(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \left[\left(\frac{d}{dt} \ln(P(t)) \right) + \kappa P(t) \right] \quad (2.3)$$

où $P(t)$ est la variation temporelle de la puissance optique et κ est une constante. Il se compose de deux composantes, la première, connue sous le nom de *chirp* dynamique ou transitoire et, la seconde, connue sous le nom de *chirp* statique ou adiabatique.

2.2.3 Modulation directe

Les diodes lasers sont souvent directement modulées (figure 2-3(a)). Ceci est réalisé par la modulation du courant électrique appliqué directement sur le dispositif. Cela fournit une méthode simple et efficace de transférer des données dans le domaine optique. Dans le cadre de la transmission de signaux radiofréquences (RF) par voie optique, cette technique est la plus fréquemment utilisée pour réaliser la modulation d'amplitude.

Un inconvénient de ce type de modulation réside dans le fait que la modulation d'amplitude obtenue par une modulation du courant d'alimentation s'accompagne d'une modulation de fréquence due au *chirp*. Le *chirp* élargit le spectre du signal optique, ce qui augmente l'effet de la dispersion chromatique dans la fibre optique. Il limite en conséquence le débit maximal des données que nous pouvons transmettre pour un BER donné.

2.2.4 Modulation externe

Pour des débits très élevés ou des liaisons à très longue distance, il est plus efficace d'utiliser le laser à un niveau de sortie constant (CW). La lumière est alors modulée à l'aide d'un dispositif externe. L'avantage d'utiliser un modulateur externe est d'augmenter la distance de liaison maximale, car l'effet de *chirp* du laser est éliminé. Deux types de modulateurs externes sont couramment utilisés dans la pratique : le modulateur *Mach-Zehnder* (MZM) et le modulateur à électro-absorption (EAM), dont les opérations de principe sont illustrées dans la figure 2-5 et discutées dans les sous-sections suivantes.

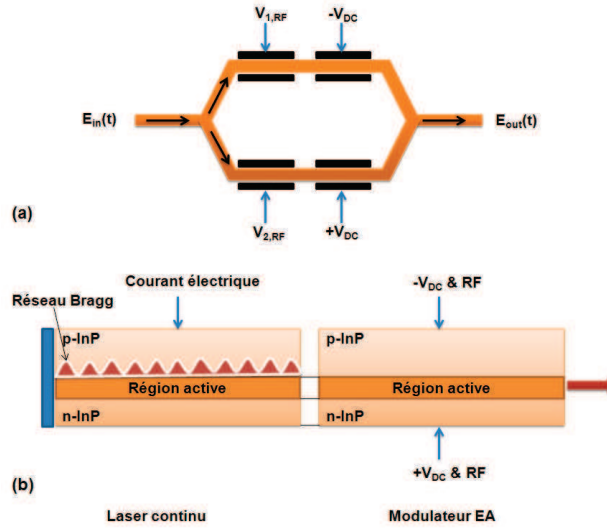


Figure 2-5 : (a) Schéma de principe d'un modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder (MZM) et (b) structure d'un modulateur à électro-absorption (EAM).

2.2.4.1 Modulateur Mach-Zehnder (MZM)

Le MZM est basé sur l'effet électro-optique. L'indice de réfraction n du matériau utilisé, par exemple $LiNbO_3$, change suivant la tension de polarisation V appliquée sur ses électrodes. Le changement d'indice Δn conduit à changer la phase optique $\Delta\phi$:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n L = \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (2.4)$$

où λ est la longueur d'onde de la lumière, L est la longueur de l'électrode et V_π représente la tension de polarisation qui entraîne un déphasage de π rad. Si nous appliquons deux tensions de polarisation $V_{1,RF}$ et $V_{2,RF}$ sur les deux électrodes du modulateur conformément à la figure 2-5(a), le champ optique de sortie $E_{out}(t)$ peut être lié au champ optique d'entrée $E_{in}(t)$ comme suit :

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= \frac{1}{2} [e^{i\Delta\phi_1} + e^{i\Delta\phi_2}] E_{in}(t) \\ &= \frac{1}{2} \left[e^{i\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{1,RF} - V_{DC}}{V_\pi}\right)} + e^{i\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{2,RF} + V_{DC}}{V_\pi}\right)} \right] E_{in}(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où, ici, V_π est la tension de polarisation différentielle pour laquelle on obtient un déphasage de π rad entre les deux guides d'ondes. Si $V_{2,RF} = -V_{1,RF} = V_{RF}$ l'équation (2.5) devient :

$$E_{out}(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{RF} + V_{DC}}{V_\pi}\right) E_{in}(t) \quad (2.6)$$

Le MZM peut être utilisé pour des formats de modulation d'intensité et de phase comme les modulations *On-Off keying* (OOK), *binary phase shift keying* (BPSK), *quaternary phase-shift keying* (QPSK), etc. Les modulateurs MZM en *Niobate de Lithium* sont adaptés pour l'utilisation

dans les réseaux métropolitains, long-courriers (*LH : long-haul*) et ultra long-courriers (*ULH : ultra long-haul*). Le modulateur MZM fabriqué sur $LiNbO_3$ peut fonctionner de façon satisfaisante sur une plage de longueur d'onde de 1300 à 1550 nm ; il est largement utilisé dans les communications optiques numériques actuelles à haut débit.

Cependant, il a quelques inconvénients tels qu'une forte perte optique, une consommation d'énergie élevée et une difficulté d'intégration avec un laser.

2.2.4.2 Modulateur à électro-absorption (EAM)

Le modulateur EAM est un guide d'ondes planaire à base de semi-conducteurs et est composé d'une superposition d'une couche dopée p et d'une couche dopée n , formant une jonction $p-n$. L'EAM fonctionne selon le principe connu sous le nom effet *Franz-Keldysh*, selon lequel la bande interdite effective d'un semi-conducteur diminue avec l'augmentation du champ électrique.

Sans tension de polarisation sur la jonction $p-n$, la bande interdite de la région active est assez large pour être transparente à la longueur d'onde de la lumière laser. Cependant, lorsqu'une polarisation inverse suffisamment grande est appliquée sur la jonction $p-n$, la bande interdite effective est réduite au point que la région active commence à absorber la lumière laser et devient donc opaque. En pratique, dans les EAM, la région active est généralement structurée comme un multi-puits quantiques (*MQWs : multiple quantum wells*), fournissant un effet plus fort d'absorption en fonction du champ (connu sous le nom d'effet *Stark* confiné quantiquement). La relation entre la puissance de sortie optique P_{out} et la tension inverse V_m appliquée sur un EAM est décrite par une courbe de commutation telle que celle présentée sur la figure 2-6.

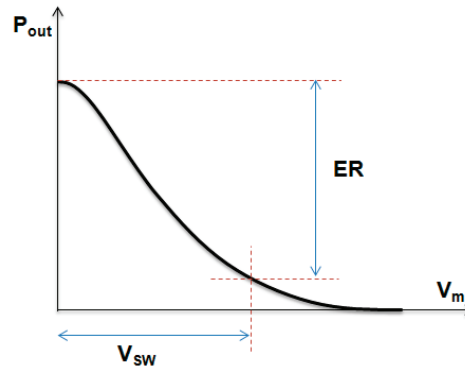


Figure 2-6 : Courbe de commutation d'un modulateur à électro-absorption. V_{sw} : tension de commutation ; ER : taux d'extinction.

Le taux d'extinction réalisable (ER) pour une tension de commutation V_{sw} donnée peut être écrit comme suit :

$$ER = \frac{P_{out}(V_m = 0)}{P_{out}(V_m = V_{sw})} = \frac{e^{-\alpha_a(0)L}}{e^{-\alpha_a(V_{sw})L}} \quad (2.7)$$

où α_a est le coefficient d'absorption induit par un champ optique. L'EAM est de faible dimension et peut être intégré avec un laser sur le même substrat. Un EAM combiné avec une source laser CW (*continuous wave*) est couramment appelé laser modulé par électro-absorption (EML :

electroabsorption modulated laser). Un EML se compose d'un laser DFB CW suivi d'un EAM (figure 2-5(b)). Les deux composants peuvent être intégrés de façon monolithique sur le même substrat *InP*, conduisant à une structure compact avec une faible perte de couplage entre les deux éléments. Les lasers EML permettant une transmission de données jusqu'à 60 Gb/s sont disponibles sur le marché [40].

Certaines des principales caractéristiques des modulateurs MZM et EAM utilisés dans les communications par fibre optique actuelles sont listées dans le tableau 2.

Paramètre	MZM	EAM
Degré d'intégration	<i>LiNbO₃ (faible) – InP (élevé)</i>	<i>élevé</i>
<i>Chirp</i>	<i>très faible</i>	<i>faible</i>
Taux d'extinction (ER)	<i>Jusqu'à 25 dB</i>	<i>~ 10 dB</i>
Tension	<i>5 – 7 V</i>	<i>1 – 3 V</i>
Bande-passante électrique/optique	<i>~ 40 GHz</i>	<i>> 60 GHz</i>

Tableau 2 : Principales caractéristiques des modulateurs MZM et EAM.

2.2.5 Modulation optique IQ

Dans les communications numériques, la modulation est souvent exprimée à partir des composantes en phase (I : partie réelle) et en quadrature de phase (Q : partie imaginaire). La plupart des modulations numériques de signaux sont créées en utilisant un modulateur IQ. Le modulateur optique IQ comprend deux modulateurs MZM en parallèles avec un déphasage de 90° sur un bras. Chaque MZM est respectivement commandé par la partie réelle et imaginaire du signal électrique, comme le montre la figure 2-7.

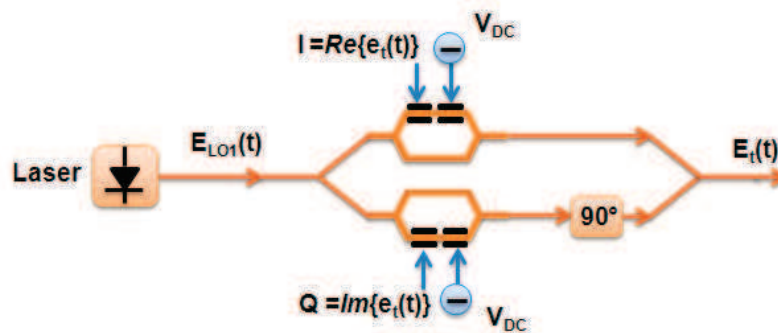


Figure 2-7 : Modulateur optique IQ. $e_i(t)$: signal électrique complexe ; V_{DC} : tension continue de polarisation.

La figure 2-8 présente la fonction de transfert d'un MZM. On identifie deux points particuliers de fonctionnement, en quadrature et au point d'intensité nulle. Le point de polarisation en quadrature a été largement adopté pour la modulation d'intensité optique. Mais, il peut être montré que [9] lorsque le MZM est polarisé au point d'intensité nulle, la linéarité maximale est obtenue du point de vue du champ, ce qui est crucial pour les formats de modulation complexes.

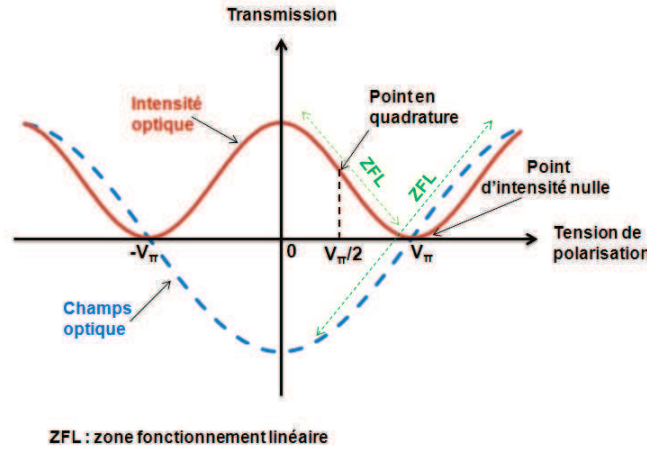


Figure 2-8 : Fonction de transfert du modulateur pour le champ et l'intensité optique et les points de polarisations correspondants à chaque cas.

Le signal optique à la sortie du modulateur optique IQ est [9] :

$$E_t(t) = A \cos\left(\frac{\pi \Re\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} + A \cos\left(\frac{\pi \Im\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1} + \frac{\pi}{2})} \quad (2.8)$$

où A est une constante de proportionnalité. $R\{e_t(t)\}$ et $I\{e_t(t)\}$ sont les parties réelle et imaginaire du signal électrique complexe $e_t(t)$ appliquées respectivement sur les deux MZM. V_{DC} est la tension continue de polarisation et V_π est la tension de commutation demi-onde. ω_{LD1} et φ_{LD1} sont respectivement la pulsation et la phase du laser émetteur.

Dans la condition de polarisation au point d'intensité nulle ($V_{DC} = V_\pi$) et en supposant que $R\{e_t(t)\}$ et $I\{e_t(t)\}$ sont petites afin de satisfaire la condition de linéarité, nous avons :

$$\begin{aligned} E_t(t) &= A \cos\left(\frac{\pi \Re\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi} + \frac{\pi}{2}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} \\ &\quad + A \cos\left(\frac{\pi \Im\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi} + \frac{\pi}{2}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1} + \frac{\pi}{2})} \\ &= -A \sin\left(\frac{\pi \Re\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} \\ &\quad - A \sin\left(\frac{\pi \Im\{e_t(t)\}}{2} \frac{V_{DC}}{V_\pi}\right) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1} + \frac{\pi}{2})} \\ &\approx -\frac{A\pi}{2V_\pi} (\Re\{e_t(t)\} + j\Im\{e_t(t)\}) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} \\ &= -\frac{A\pi}{2V_\pi} e_t(t) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} \\ &= -\sqrt{P_t} e_t(t) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1})} \end{aligned} \quad (2.9)$$

où P_t est la puissance moyenne transmise.

On peut alors constater que le champ optique à la sortie du modulateur IQ $E_t(t)$ est essentiellement une réplique linéaire du signal de bande de base $e_t(t)$ converti vers la fréquence optique angulaire ω_{LD1} .

Une nouvelle source laser de pointe EML capable de moduler les formats de modulation complexes (modulations phase-amplitude) a été récemment démontrée [42]. Il intègre sur un substrat InP un laser DFB émettant à 1550 nm, deux déphaseurs et deux EAM dans un montage interférométrique (figure 2-9).



Figure 2-9 : Architecture d'un laser EML pour les formats de modulation complexes [42].

2.3 Fibres optiques

Au cœur des systèmes de communication optique, les fibres optiques servent comme canal de transmission en transportant le faisceau lumineux portant les informations.

Une fibre optique est constituée d'un cœur central cylindrique de silice entouré d'une gaine fabriquée dans un matériau d'indice de réfraction n_g légèrement inférieur à celui du cœur n_c . La lumière reste confinée dans le cœur par le phénomène de réflexion totale. Deux principaux types de fibres optiques sont utilisés dans les systèmes de communication : fibre multimode et fibre monomode. De par leurs caractéristiques, les fibres multimodales sont aujourd'hui utilisées pour les réseaux locaux (courtes distances) et les monomodales pour le réseau d'accès et les applications WDM (longues distances).

Les avantages principaux de la fibre optique sont sa grande capacité de transmission, son faible poids, une atténuation très faible et une insensibilité aux interférences électromagnétiques. Malgré tous ses atouts, il reste des contraintes qui imposent un compromis entre débit et distance telles que les pertes de la ligne, la dispersion chromatique, la dispersion de modes de polarisation et les effets non-linéaires de la fibre. Nous expliquons par la suite brièvement chacun de ces phénomènes.

2.3.1 Atténuation de la fibre

La perte subie par un signal optique lors de sa propagation dans une fibre réduit la puissance moyenne reçue au niveau du récepteur. La distance de transmission est intrinsèquement limitée par l'atténuation de la fibre puisque un seuil minimum de puissance doit être disponible au niveau du récepteur pour récupérer le signal émis. L'atténuation de la fibre α_f (en dB/km) est mesurée par la relation suivante :

$$\alpha_f = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (2.10)$$

où P_{in} est la puissance d'entrée à une fibre de longueur L et P_{out} est la puissance de sortie à l'extrémité de la fibre. L'atténuation de la fibre dépend de la longueur d'onde de la lumière transmise par les mécanismes d'absorption (intrinsèque et extrinsèque) et de diffusion (Rayleigh, Mie, ...) dont les contributions varient en fonction de la longueur d'onde. La figure 2-10 montre le spectre d'une fibre monomode en silice. Pour les fibres de silice, utilisées dans le réseau optique, on distingue traditionnellement trois fenêtres dans l'ordre des longueurs d'onde. La première fenêtre se situe autour de 850 nm. Cette région n'a pas de minimum d'atténuation ni de dispersion, mais un optimum d'utilisation des matériaux économiques telle que les lasers VCSEL. Les réseaux d'accès à des débits modestes sur courtes distances fonctionnent dans cette fenêtre. La deuxième fenêtre se situe autour de 1310 nm. Elle a une atténuation relativement faible (0,5 dB/km) et une dispersion chromatique minimale. Elle est couramment utilisée en transmission à moyenne distance ainsi qu'à haut débit en réseau d'accès et réseau métropolitain. La troisième fenêtre située sur la région de longueur d'onde proche de 1550 nm. Elle correspond au minimum d'atténuation (0,2 dB/km). Elle demande des composants plus coûteux parce que la dispersion chromatique n'est pas nulle. Elle est notamment utilisée en transmission à très longue distance avec des portées jusqu'à 100 km sans amplification à très haut débit. Les lasers DFB, monochromatiques, sont employés pour cette région. Nous nous focaliserons par la suite sur les

fibres optiques monomodes, plus couramment utilisées dans le cadre des transmissions à haut débit.

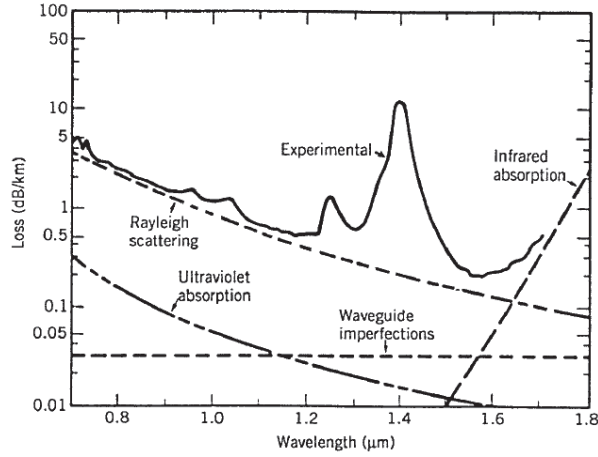


Figure 2-10 : Spectre de perte d'une fibre monomode. La dépendance en longueur d'onde de plusieurs mécanismes fondamentaux de perte est également montrée [35].

2.3.2 Dispersion chromatique

La dispersion chromatique est liée à une différence de vitesse de propagation dans la fibre en fonction de la longueur d'onde qui provoque un élargissement des impulsions optiques (figure 2-11). Par conséquent, une interférence entre symboles conduit à une augmentation du taux d'erreur binaire (*BER* : *bit error rate*) du système de communication. La dispersion spectrale limite essentiellement la bande-passante du signal pouvant être transmis par la fibre.

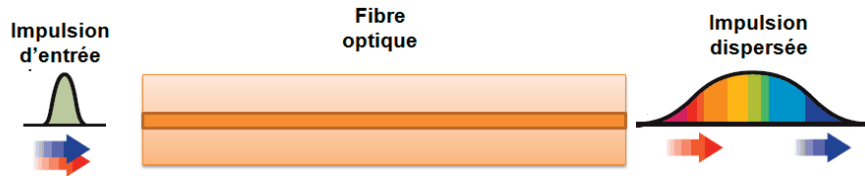


Figure 2-11 : Influence de la dispersion chromatique sur une impulsion optique.

Pour une composante spectrale spécifique, caractérisé par la pulsation ω , arrive en sortie de la fibre de longueur L après un certain retard τ_g , connu sous le nom de retard de groupe tel que :

$$\tau_g = \frac{L}{v_g} = L \frac{d\beta}{d\omega} = -L \frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\beta}{d\lambda} \quad (2.11)$$

où $\beta = n_{eff}(\omega/c)$ est la constante de propagation, n_{eff} désigne l'indice de réfraction effectif de la fibre, et v_g est la vitesse de groupe. En conséquence, l'élargissement d'impulsion, qui décrit la différence de vitesse de propagation entre deux composantes spectrales ($\Delta\tau_g$), est donné par :

$$\begin{aligned}\Delta\tau_g &= \frac{d\tau_g}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(L \frac{d\beta}{d\omega} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega \\ &= L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \right) = LD\Delta\lambda\end{aligned}\quad (2.12)$$

où D représente le paramètre de dispersion chromatique en $\text{ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$ défini par :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.13)$$

$\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ est connu sous le nom de paramètre de dispersion de vitesse de groupe (*GVD* : *group-velocity dispersion*). La GVD dépend de la forme des impulsions transmises, de la largeur spectrale de la source de lumière et du *chirp* du signal.

Le spectre de dispersion d'une fibre monomode classique en silice est représenté sur la figure 2-12. D est environ égal à $15\text{-}18 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$ autour de la longueur d'onde 1550 nm .

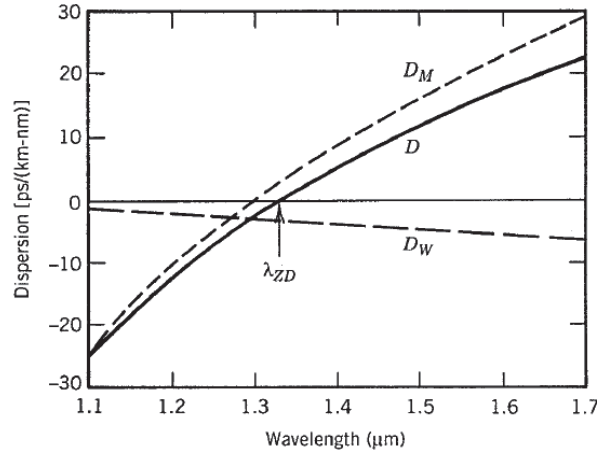


Figure 2-12 : Spectre de dispersion d'une fibre monomode classique en silice. La dispersion totale D et les contributions relative de la dispersion matérielle D_M et la dispersion de guide d'ondes D_W est également montrée [35].

Une manière d'exprimer la réponse en fréquence de la dispersion chromatique d'un canal est proposée par le modèle *Royset* [43]. Cette fonction de transfert est donnée par :

$$H = \cos\left(\frac{\pi f^2 \lambda^2 DL}{c}\right) - \alpha_H \left(1 - j \frac{f_c}{f}\right) \sin\left(\frac{\pi f^2 \lambda^2 DL}{c}\right) \quad (2.14)$$

où L est la distance optique et f est la fréquence de modulation. f_c est la fréquence à laquelle les *chirps* adiabatique et transitoire ont la même amplitude, et c est la vitesse de la lumière dans le vide.

La figure 2-13 illustre la réponse en fréquence pour plusieurs distances optiques avec un *chirp* du laser égal à 3. Au lieu d'avoir une réponse plate, on obtient des amplifications et des atténuations en fonction de la fréquence qui peut être considéré comme un effet d'évanouissement (*fading*) dans un canal de communications sans fil.

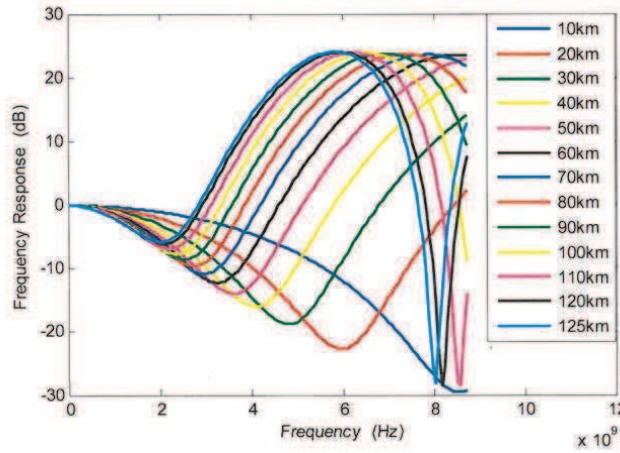


Figure 2-13 : Réponses fréquentielles théoriques pour plusieurs distances optiques avec un chirp du laser égal à 3, obtenues par le modèle proposé par Royset [44].

2.3.3 Dispersion de modes de polarisation

La dispersion de modes de polarisation (PMD) est une dispersion modale pour laquelle deux modes de polarisation orthogonaux de la lumière à la même longueur d'onde se propagent à des vitesses différentes en raison de la biréfringence de la fibre, provoquant également un élargissement des impulsions optiques.

Dans une fibre de longueur L avec une biréfringence constante, l'élargissement de l'impulsion peut être estimé à partir du retard temporel ΔT entre les deux composantes de polarisation pendant la propagation de l'impulsion, appelé le retard différentiel de groupe (DGD : differential group delay) :

$$\Delta T = \left| \frac{L}{v_{g,x}} - \frac{L}{v_{g,y}} \right| = L |\beta_x - \beta_y| = L \Delta \beta \quad (2.15)$$

où les indices x et y identifient les deux modes de polarisation orthogonaux et $\Delta \beta$ est liée à la différence des vitesses de groupe ($v_{g,x}$ et $v_{g,y}$) le long des deux axes principaux de polarisation. Cet effet sur une impulsion d'entrée est représenté graphiquement dans la figure 2-14.

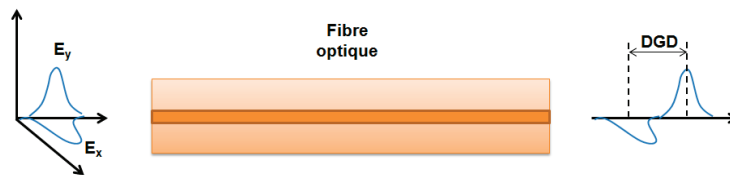


Figure 2-14 : Influence de la dispersion modale de polarisation sur une impulsion optique.

Pour les fibres longues, le DGD est proportionnel à la racine carrée de la distance de propagation L :

$$\Delta T = D_P \sqrt{L} \quad (2.16)$$

où D_P (ps/km^{1/2}) est le paramètre de la PMD de la fibre. Les valeurs typiques pour D_P sont de 0,01 à 10 ps/km^{1/2}. En raison de la dépendance en \sqrt{L} , l'élargissement de l'impulsion induite par la PMD est relativement faible par rapport aux effets de la GVD. Toutefois, la PMD devient un facteur limitant pour les systèmes conçus pour fonctionner sur les longues distances à des débits élevés [45].

2.3.4 Non-linéarités de la fibre optique

L'hypothèse de fonctionnement linéaire de la fibre optique est valide si la puissance injectée ne dépasse pas quelques *milliwatts* dans les systèmes à un seul canal. Toutefois, dans les systèmes WDM, l'utilisation de plusieurs lasers de forte puissance et des amplificateurs optiques font que l'influence des non-linéarités des fibres devient importante. Les effets non-linéaires dans les fibres peuvent être divisés en deux catégories : l'effet *Kerr* et l'effet de diffusion stimulée.

L'effet *Kerr* se produit en raison de la dépendance de l'indice de réfraction à l'intensité de la lumière. Les non-linéarités dues à cet effet sont l'auto-modulation de phase (*SPM* : *self-phase modulation*), la modulation de phase croisée (*XPM* : *cross-phase modulation*) et le mélange à quatre ondes (*FWM* : *four-wave mixing*). Dans le FWM, trois signaux optiques ayant des fréquences porteuses différentes f_i , f_j et f_k interagissent pour générer un nouveau signal optique à la fréquence $f_{ijk} = f_i + f_k - f_j$.

Les effets de la diffusion stimulée sont causés par l'interaction paramétrique entre la lumière et les matériaux. Il y a deux types de diffusion stimulée : la diffusion *Raman* stimulée et la diffusion *Brillouin* stimulée, qui peuvent être exploitées pour l'amplification du signal optique.

2.3.5 Fibres optiques monomodes disponibles

Les fibres optiques monomodes sont aujourd'hui définies par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). L'UIT a dans un premier temps normalisé la fibre monomode G.652 (fibre à dispersion non décalée ; aussi appelée SSMF : *standard single mode fiber*). Ces fibres sont le plus couramment utilisées dans le monde. Puis, la fibre monomode G.653 (DCF : fibre à dispersion décalée) a été normalisée. Ces fibres sont notamment utilisées dans les câbles sous-marins. Les effets de la dispersion chromatique et de la dispersion de mode, en tant que paramètres critiques pour le haut débit, ont conduit quelques fournisseurs à proposer à la standardisation la fibre monomode G.655 (NZDCF : fibre à dispersion non nulle). Elles sont spécialement conçues pour les systèmes WDM amplifiés et sont utilisées aujourd'hui dans les infrastructures terrestres et sous-marines longues distances. La dernière génération de fibre optique monomode est la fibre G.657 qui supporte de très faibles rayons de courbure, ce qui est utile pour réaliser le câblage notamment à l'intérieur des bâtiments. Le tableau 1 compare certaines des caractéristiques de ces types de fibres monomodes.

Les fibres optiques contemporaines (fibres monomodes G.652 C et D par exemple) peuvent traiter presque tous les effets défavorables qui sont présentés ci-dessus. Elles peuvent notamment limiter l'atténuation provoquée par l'absorption par les ions OH (pic d'atténuation autour de 1400 nm à la figure 2-10). Elles peuvent aussi compenser la dispersion chromatique et diminuer l'effet de la PMD [46].

Type de fibre monomode	Unité	G.652 SSMF	G.653 DCF	G.655 NZDCF	G.657
Atténuation à 1550 nm	dB/km	$< 0,25$	$< 0,25$	$< 0,25$	$< 0,21$
Dispersion chromatique à 1550 nm	$ps.nm^{-1}.km^{-1}$	17	0	< 5	< 18
Dispersion de modes de polarisation	$ps/km^{1/2}$	$< 0,1$	$< 0,1$	$< 0,1$	$< 0,1$

Tableau 3 : Paramètres de différentes fibres optiques monomodes normalisées.

2.4 Amplificateurs optiques

Dans les systèmes de télécommunications par fibre optique, l'amplification des signaux était initialement accomplie par l'intermédiaire d'une conversion O/E/O (optique→électrique→optique) : un module optoélectronique constitué d'un système récepteur optique transférait le signal vers le domaine électrique dans lequel une régénération et une égalisation avait alors lieu, puis un émetteur optique repassait les données dans le domaine optique. Néanmoins, les performances de tels systèmes sont limitées par les performances en détection (O/E) et en modulation (E/O). L'introduction des amplificateurs optiques dans de tels systèmes permet de rétablir le niveau de puissance du signal (atténué en raison des pertes lors de la propagation) sans aucune conversion O/E/O, il s'agit alors d'amplification « tout-optique ». Cette amélioration dans les réseaux de communications optiques a offert de nouvelles possibilités d'exploiter la grande bande passante des fibres optiques.

Plusieurs types d'amplificateurs optiques ont été développés au cours des années 1980, et l'utilisation des amplificateurs optiques pour les systèmes de transmission long-courriers s'est répandue au cours des années 1990. Il existe deux types principaux d'amplificateurs optiques : les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA : *semiconductor optical amplifier*) et les amplificateurs à fibre optique tels que les amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA : *Erbium doped fiber amplifier*).

L'EDFA est actuellement l'amplificateur optique de choix dans les applications long-courriers à 1,55 μm . Les amplificateurs à fibre sont en effet particulièrement attrayants en raison de leur gain et leur puissance de saturation élevés et de leur faible bruit. Les SOA ont de moins bonnes performances en gain et en puissance de saturation, mais ils possèdent une plus large bande-passante optique en plus de leur petite taille et de leur capacité à être intégré avec d'autres dispositifs optiques. Ils sont en outre pompés électriquement. Ils peuvent également être utilisés pour réaliser certaines fonctions tout-optiques comme des portes logiques tout-optiques et des convertisseurs de longueur d'onde grâce à leur dynamique de gain rapide et, par conséquent, leurs non-linéarités élevées. Le tableau 4 montre une comparaison entre les principales caractéristiques du SOA et de l'EDFA. Les spectres de leur gain sont présentés sur la figure 2-15.

A la fin des années 1990, une solution pour doubler la bande optique des systèmes au-delà de la bande C (1530nm-1562nm) a été proposée en utilisant en parallèle de la bande C un amplificateur en bande L (1570nm-1602nm). Cette solution n'a jamais rencontré de succès commercial à cause de sa complexité et de son coût. Toutefois, le besoin pour les amplificateurs optiques avec une plus grande bande passante augmente rapidement dans les systèmes WDM actuels. Par conséquent, de nouvelles recherches allant dans ce sens ont été récemment proposées pour trouver d'autres solutions, comme le projet ANR *UltraWIDE* [28] qui a pour objectif de proposer un nouvel amplificateur optique à base de SOA de bande passante 3 fois plus large que l'état de l'art (EDFA bande C) dans un composant intégré et compact. Ce composant comprend deux SOA haute performance dans une structure intégrée. Les limitations à lever sont notamment une puissance de saturation limitée (max 17dBm pour un courant de 500mA), un facteur de bruit supérieur à celui d'EDFA (> 7 dB) et l'effet de diaphonie qui apparaît entre les différents canaux WDM lorsque la puissance de sortie du SOA approche de sa puissance de saturation. L'objectif de ce projet est de démontrer la faisabilité d'une transmission de canaux à 100 Gb/s sur une bande de 100 nm et sur une distance de 1000 km. Cela représente une augmentation d'un facteur 100 par rapport au meilleur produit capacité×distance démontré avec un SOA jusqu'à présent.

Caractéristique	SOA	EDFA
Gain maximum	20 – 35 dB	30 – 50 dB
Bande de longueur d'onde	1280 – 1650 nm	1530 – 1560 nm
Bande passante à -3 dB	30 – 80 nm	35 nm
Pertes d'insertion	3 dB	0,1 – 2 dB
Puissance de saturation à la sortie	5 – 15 dBm	10 – 20 dBm
Facteur de bruit	7 – 12 dB	< 5 dB
Facilité d'intégration	oui	non
Temps de récupération du gain	< 1 ns	< 10 ms
Sensibilité à la polarisation	< 2 dB	non
Alimentation	électrique	optique

Tableau 4 : Comparaison entre SOA et EDFA.

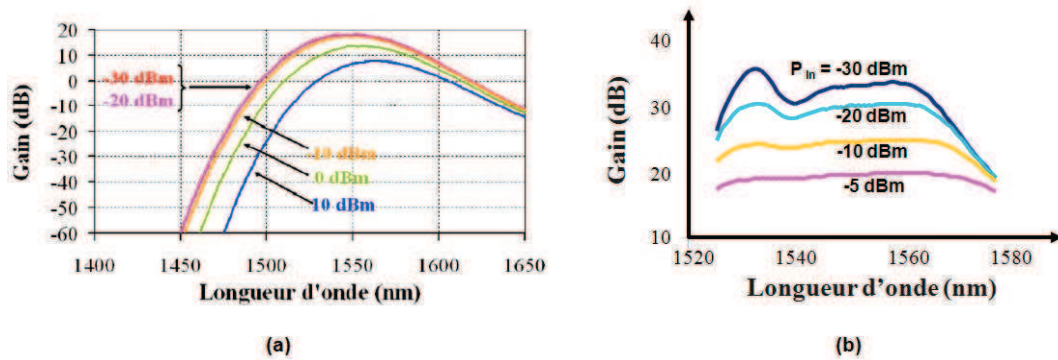


Figure 2-15 : Spectres du gain d'un SOA (a) [48] et d'un EDFA (b) pour plusieurs puissances d'entrées.

2.4.1 Amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA)

Un SOA est un dispositif optoélectronique qui peut, dans des conditions d'exploitation appropriées, amplifier un signal lumineux incident. Une structure de base d'un SOA est illustrée à la figure 2-16. Son élément principal est la région active qui fournit le gain optique lorsque l'amplificateur est pompé électriquement. Le pompage est nécessaire pour atteindre l'inversion de population et par conséquent l'émission stimulée. Un guide d'onde intégré est utilisé pour confiner l'onde de signal à la région active.

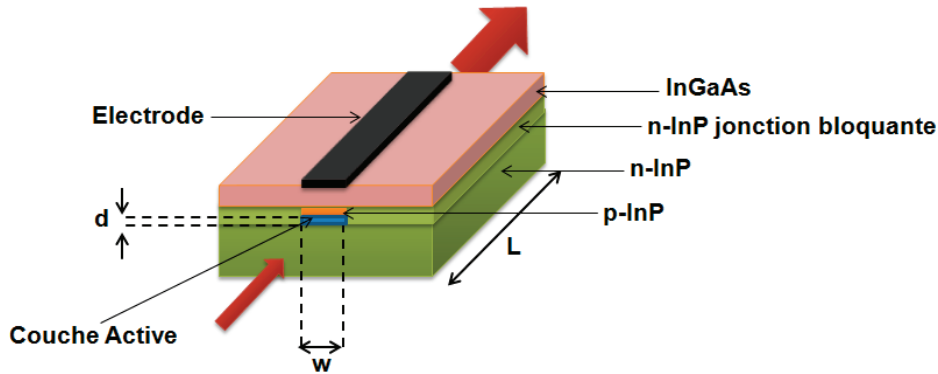


Figure 2-16 : structure de base d'un amplificateur optique à semi-conducteurs. L , d et w sont respectivement la longueur, l'épaisseur et la largeur de la zone active.

Un SOA est un laser sans rétroaction. Pour ce faire, les facettes de l'amplificateur doivent être parfaites afin d'éviter les ondulations du gain. Des couches antireflets sont utilisées permettant une réflectivité négligeable. En outre, une structure à facette inclinée dans laquelle la région active est inclinée par rapport à la perpendiculaire aux facettes peut être utilisée pour réduire la réflectivité effective. Une réflectivité inférieure à 10^{-5} peut être atteinte en utilisant ces techniques. La figure 2-17 montre ces deux structures, qui sont généralement utilisées simultanément.

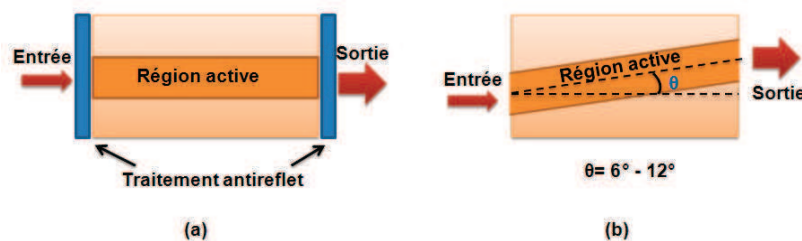


Figure 2-17 : Réduction de la réflectivité dans un SOA par (a) un traitement antireflet et (b) une inclination de sa zone active.

Le gain du SOA peut dépendre de l'état de polarisation du signal d'entrée en raison de plusieurs facteurs, parmi lesquels la structure du guide d'onde, la dépendance à la polarisation des traitements antireflets et la dépendance à la polarisation du gain matériau. La sensibilité à la polarisation d'un SOA est essentiellement définie comme la différence entre les gains de deux modes de polarisations orthogonales (transverse électrique (TE) et transverse Magnétique (TM)).

Le type de matériau utilisé dans la région active d'un SOA détermine son spectre de gain et ses caractéristiques opérationnelles. Les SOA sont utilisés principalement dans les régions autour des longueurs d'ondes 1,3 et 1,55 μm , et sont fabriqués à partir des mêmes matériaux III-V que ceux utilisés pour fabriquer des sources laser dans ces régions.

La zone active d'un SOA peut être fabriquée par l'empilement de matériaux dont les dimensions suivant un ou plusieurs axes sont suffisamment faibles pour que ses niveaux d'énergie soient discrétisés, on parle alors de matériaux quantiques [47]. La figure 2-18 présente schématiquement la classification de ces matériaux suivant leurs dimensions et également leurs densités d'états. La densité d'états nous permet de connaître le nombre d'états par unité d'énergie. Les SOA à matériaux quantiques sont : SOA à multi-puits quantiques (MQW-SOA), SOA à fils

quantiques (QDash-SOA) et SOA à boîtes quantique (QD-SOA). Ils ont une bande-passante optique plus large et une puissance de saturation plus élevée. Cependant, ils ont une dépendance à la polarisation plus forte par rapport aux SOA massifs.

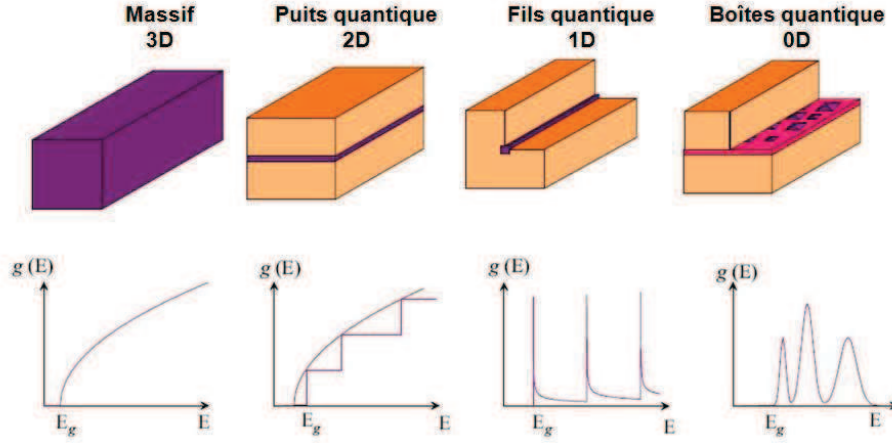


Figure 2-18 : Illustration du confinement spatial et des densités d'états d'un matériau massif, d'un puits, d'un fil et d'une boîte quantique [48].

Un autre type de SOA est un SOA réfléchissant (RSOA). Un RSOA a la même structure qu'un SOA classique mais l'une des facettes est traitée antireflet tandis que l'autre est traitée en haute réflectivité. Les signaux optiques entrent et sortent obligatoirement par la même facette. Il est amené à être utilisé dans les réseaux d'accès à la fois en tant que détecteur du signal descendant au niveau de l'abonné mais aussi en tant que modulateur du signal montant, toujours au niveau de l'abonné.

Enfin, pour améliorer la saturation du gain du SOA, qui peut générer des interférences entre symboles menant à des distorsions de signal même dans des systèmes ayant un seul canal, le SOA à gain bloqué (GC-SOA) a été proposé et fabriqué dans la dernière décennie. Dans un GC-SOA, le gain optique est bloqué par un mode d'émission laser généré en dehors de la bande du signal, généralement en limite de bande passante du composant. L'émission laser du GC-SOA peut être introduite, par exemple, en plaçant aux extrémités de la section active, soit des réflecteurs de Bragg distribués (DBR) passifs, soit des rétroactions réparties (DFB) actives [49]. En conséquence, le gain d'un GC-SOA reste constant par rapport aux variations de la puissance d'entrée, aussi longtemps que la puissance du signal amplifié est inférieure à une certaine puissance critique, conduisant à un gain stable.

2.4.2 Émission spontanée amplifiée

L'émission spontanée amplifiée est due aux recombinaisons spontanées et émet des photons en tout point de la zone active du SOA de manière incohérente. Elle est une source de bruit large bande participant à la saturation du gain du SOA et peut être présentée comme un bruit blanc avec une réponse en fréquence plate caractérisée par une distribution gaussienne. La puissance de l'ASE de l'amplificateur peut être donnée comme suit :

$$P_{ASE} = n_{sp} h \nu (G - 1) B_o \quad (2.17)$$

où G est le gain à la fréquence optique ν . B_0 représente la bande passante optique du filtre utilisé pour déterminer la puissance de bruit. h représente la constante de *Planck*. Le facteur d'inversion de population n_{sp} dépend des populations relatives N_1 et N_2 des états stable et excité suivant la relation $n_{sp} = N_2/(N_2 - N_1)$.

2.4.3 Non-linéarités du SOA

Le gain d'un SOA est influencé à la fois par la puissance d'entrée et le bruit interne généré dû à l'émission spontanée amplifiée (ASE). Quand la puissance du signal injecté augmente, les porteurs dans la région active sont réduits conduisant à la saturation du gain de l'amplificateur. Cette saturation du gain non seulement limite le gain réalisable quand les SOA sont utilisés pour amplifier les systèmes multicanaux, mais aussi amène les SOA dans le régime de fonctionnement non-linéaire.

Les non-linéarités dans les SOA sont donc produites à cause du changement de densité de porteurs induite par la variation de l'intensité des signaux injectés dans le SOA. Les principaux effets non-linéaires dans les SOA sont les suivants : l'auto rotation de la polarisation (SPR), la modulation croisée de la polarisation (XPolM), l'auto-modulation de gain et de phase (SGM et SPM), la modulation de gain et de phase croisée (XGM et XPM) et le mélange à quatre d'ondes (FWM).

Les effets SPR et XPolM décrivent la rotation non-linéaire de l'état de polarisation d'un signal à la sortie du SOA par rapport à sa polarisation en entrée. Les SPR et XPolM sont dues à la modification de la biréfringence structurelle du SOA et la différence entre les gains TE (électrique transversal) et TM (magnétique transversal) induits respectivement par la variation de la puissance du signal optique lui-même (SPR) et par celle d'un autre signal injecté simultanément avec le premier dans le SOA (XPolM). Le courant de polarisation du SOA et la puissance du signal d'entrée font partie des paramètres qui déterminent l'amplitude de la rotation de polarisation.

La variation de la puissance optique induit également une modulation du gain (SGM) et de l'indice de réfraction (SPM) de la zone active du SOA. Les XGM et XPM sont dues au changement du gain et de l'indice de réfraction provoqué par la variation de la puissance d'un deuxième signal.

Tous ces effets sont dus à la dynamique du gain du SOA. Elle peut être divisée en deux catégories en fonction de sa rapidité : Les effets lents interbandes ($\alpha < \text{ns}$) et les effets rapides intrabande ($\alpha \text{ ps}$). Les transitions entre deux niveaux d'énergie des électrons dans un SOA sont considérées comme des effets interbandes tel que le temps de récupération du gain. Outre les effets interbandes, il y a la dynamique des porteurs à l'intérieur de chaque bande, les effets intrabandes, comme l'effet de trou spectral (SHB : *spectral hole burning*) et l'effet d'échauffement des porteurs (CH : *carrier heating*). Les deux effets SHB et CH ont des temps caractéristiques de l'ordre de quelques centaines de femtosecondes. La figure 2-19 représente ce cycle de transitions d'intrabande à interbandes.

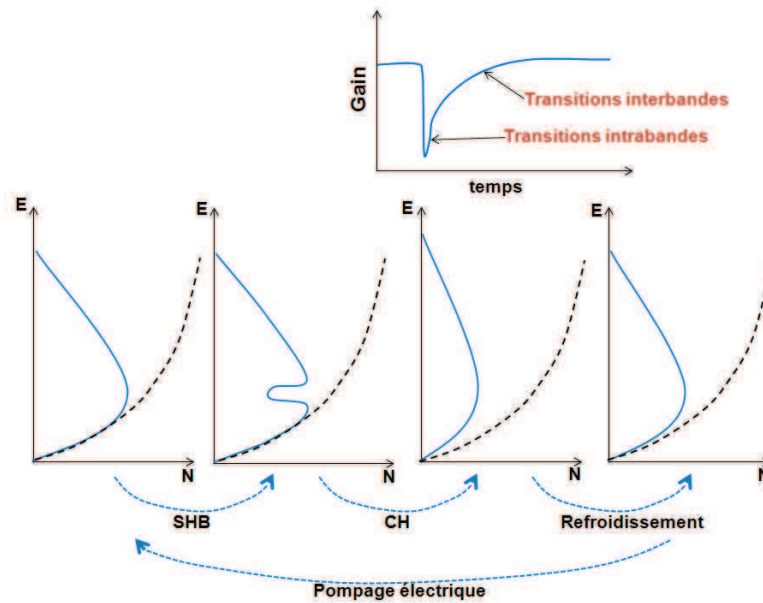


Figure 2-19 : Évolution temporelle de la distribution de porteurs (énergie de porteurs E vs. densité de porteurs N) dans la bande de conduction induite par une impulsion optique de courte durée.

Le scénario le plus simple pour XGM et XPM est montré sur la figure 2-20, où un signal pompe modulé de forte puissance et un signal sonde continu de faible puissance sont injectés dans un SOA. Par XGM, la modulation de la pompe sera imposée sur le signal de la sonde à la sortie. Le signal de pompe induit également un changement de l'indice de réfraction et le déphasage du signal de sonde par XPM. En plus, il peut être démontré que [50] dans les semi-conducteurs actifs, les effets XGM et XPM sont liés phénoménologiquement par l'effet de couplage phase-amplitude (α_H), également appelé facteur de Henry.

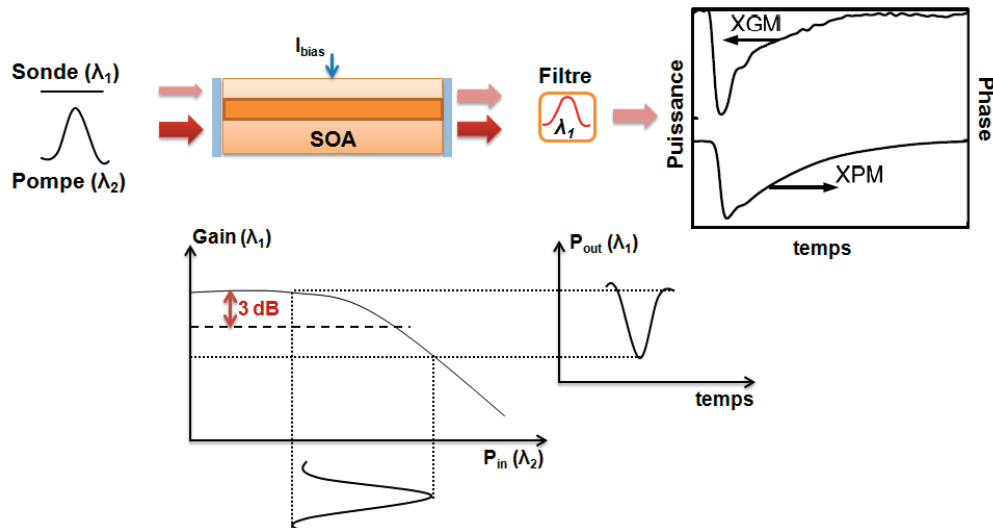


Figure 2-20 : Effets XGM et XPM dans le SOA.

En outre, plusieurs signaux co-polarisés créent des réseaux d'indice et des réseaux de gain dans la zone active du SOA en raison de leur battement. Ce battement génère de nouveaux signaux avec des fréquences correspondant à des différences de fréquences des signaux d'origine. Cet effet est appelé FWM et il est représenté sur la figure 2-21. Les deux effets interbande et intrabande contribuent à l'effet FWM.

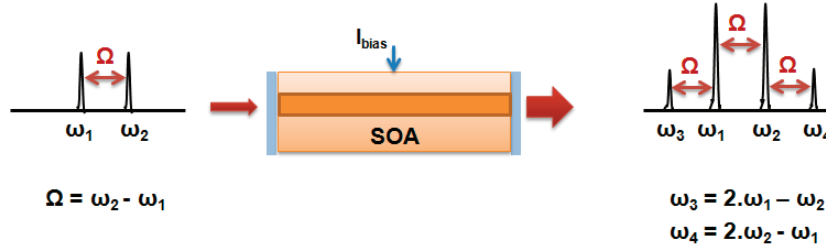


Figure 2-21 : Effet FWM dans le SOA.

2.4.4 Applications systèmes des SOA

L'application de base d'un SOA dans les systèmes de communications optiques est de l'utiliser pour amplifier le signal optique. Selon sa position dans la liaison, il peut être utilisé comme amplificateur de puissance (*booster amplifier*), pour augmenter la puissance du laser émetteur, comme amplificateur en ligne, pour compenser les pertes de transmission ou comme préamplificateur pour améliorer la sensibilité du récepteur. Ces applications sont présentées sur la figure 2-22.

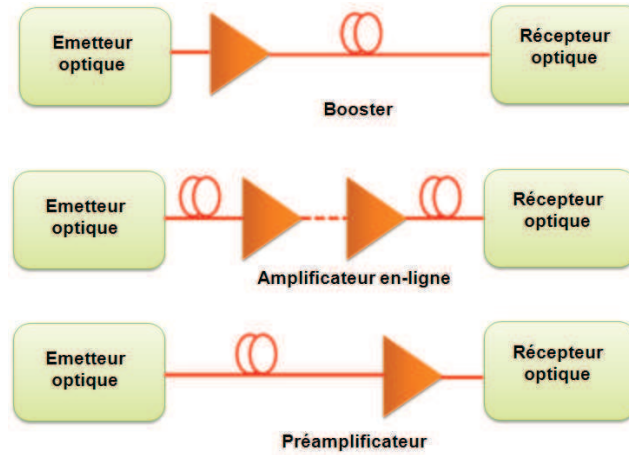


Figure 2-22 : Applications de base d'un SOA dans les systèmes de télécommunications optiques selon sa position dans la liaison.

Le gain G est défini comme le rapport entre la puissance en sortie d'amplificateur P_{out} et la puissance en entrée P_{in} :

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.18)$$

Cependant, un bruit d'ASE (*amplified spontaneous emission*) est également ajouté au signal amplifié à la sortie. Son influence du point de vue système est souvent déterminée par un terme nommé facteur de bruit. Le facteur de bruit F est utilisé comme facteur de mérite d'un amplificateur optique et est défini comme le rapport entre le rapport signal sur bruit à l'entrée $((S/N)_{in})$ et celui à la sortie $((S/N)_{out})$ de l'amplificateur :

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{in}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{out}} \quad (2.19)$$

Dans les systèmes amplifiés périodiquement, même si les amplificateurs optiques résolvent le problème des pertes, ils ajoutent du bruit qui s'accumule sur les multiples étages d'amplification et dégrade le facteur de bruit de la chaîne de transmission. Pour évaluer le facteur de bruit total F_{tot} , nous considérons une liaison par fibre optique avec M amplificateurs en cascade comme le montre la figure 2-23. F_{tot} , à la fin de la liaison, peut être calculé comme suit [51]:

$$F_{tot} = \frac{F_1}{\alpha_{f,1}} + \frac{F_2}{\alpha_{f,1}G_1\alpha_{f,2}} + \dots + \frac{F_M}{\left(\sum_{i=1}^M \alpha_{f,i}G_i\right)\alpha_{f,M+1}} \quad (2.20)$$

où $\alpha_{f,i}$ est l'atténuation de la i -ième fibre optique.

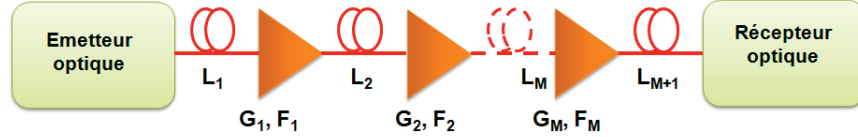


Figure 2-23 : Un système amplifié périodiquement par M amplificateurs en cascade. G_i et F_i représentent respectivement le gain optique et le facteur de bruit de l'amplificateur i .

Un exemple de SOA utilisé comme booster est montré dans [52]. Dans cette application très récente, des photorécepteurs SOA-PIN réalisés par intégration monolithique d'un SOA et d'une photodiode PIN sur un substrat InP sont démontrés par *Alcatel* [53]. Dans ce cas, le SOA présente une dépendance à la polarisation faible inférieure à 1 dB, un facteur de bruit faible de 8,5 dB et une large bande passante électrique de 50 GHz.

Outre le rôle d'amplification des SOA, ils peuvent également être employés pour réaliser certaines fonctions tout-optique telles que la commutation optique à haute vitesse, la conversion de longueur d'onde, la détection en ligne et les fonctions logiques optiques [54], [55]. Beaucoup de ces applications sont basées sur les effets non-linéaires du SOA.

2.5 Récepteurs optiques

Le rôle de récepteur est de récupérer la séquence binaire sous forme électrique. Le récepteur est équipé notamment d'un détecteur constitué d'une ou plusieurs photodiodes. Les photodiodes peuvent être précédées d'un démodulateur servant à récupérer l'information de la phase du signal optique. Dans cette section nous allons brièvement parler des photodiodes en tant qu'éléments de base, des bruits générés en réception et des différents types de réception.

2.5.1 Élément de base : la photodiode

L'élément principal dans une chaîne de réception optique est le photodétecteur. Il convertit le signal optique dans le domaine électrique. L'un des paramètres principaux des photodiodes est la relation définie comme ci-dessous entre la puissance lumineuse incidente P_{in} et le courant d'électrique produit I_{pin} :

$$I_{pin} = \eta \frac{\lambda q}{hc} P_{in} = R P_{in} \quad (2.21)$$

Chaque photon a l'énergie hc/λ et chaque électron porte la charge q . R représente la sensibilité de la photodiode et η le rendement quantique.

Le plus simple détecteur est la photodiode PIN montrée sur la figure 2-24 [56]. Un photodétecteur PIN comprend une jonction p - n avec une couche de matériau intrinsèque pris en sandwich entre les matériaux dopés p et n . La photodiode est utilisée dans un montage en polarisation inverse.

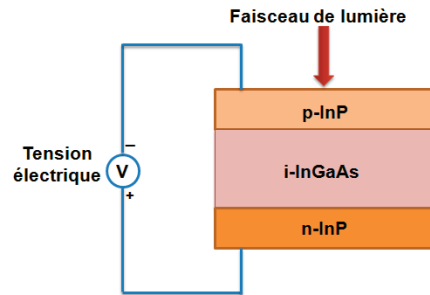


Figure 2-24 : Structure de base d'une photodiode PIN.

Un autre type de photodiodes est le photodétecteur à avalanche (APD). Une couche supplémentaire est ajoutée à la photodiode PIN qui fournit un gain grâce à la multiplication par effet d'avalanche des paires électron-trou générées dans cette couche. Le gain APD est appelée gain d'avalanche ou facteur de multiplication et il est désigné par la lettre M . Une valeur typique de M pour une APD *InGaAs* est 10. Le courant électrique fourni par une photodiode APD est donné par :

$$I_{APD} = M R P_{in} \quad (2.22)$$

où R est la sensibilité du photodétecteur APD sans gain d'avalanche, similaire à celle d'une photodiode PIN.

La photodiode PIN est plus stable que l'APD en présence des fluctuations de température et de la tension appliquée. Un autre avantage de la photodiode PIN est qu'elle nécessite une tension de polarisation inférieure. Cependant, le gain de l'APD est 10 à 1000 fois supérieur à celui de la photodiode PIN. Aujourd'hui, les photodiodes PIN et APD utilisées dans les communications par fibres optiques ont une bande passante électrique allant supérieure à 60 GHz et couvrent toutes les fenêtres de longueurs d'onde. Récemment, des photodiodes ayant une largeur de bande de plus de 100 GHz ont été apparues [57]. Certaines caractéristiques d'une photodiode PIN commercialement disponibles sont données dans tableau 5.



Paramètre	Unité	Valeur
Réponse spectrale	nm	850 - 1650
Sensibilité à 1550 nm	A/W	0,85 – 0,9
Bande passante électrique	GHz	32
Tension de polarisation	V	5
Courant d'obscurité	nA	10 - 100

Tableau 5 : Spécifications d'une photodiode PIN [58].

2.5.2 Bruit des photodétecteurs

Les récepteurs optiques convertissent la puissance optique incidente P_{in} en courant électrique à travers une photodiode. Le photo-courant généré comprend non seulement le signal reçu, mais aussi le bruit généré par la photodiode. Deux mécanismes fondamentaux de bruit, bruit de grenaille et bruit thermique, conduisent à des fluctuations dans le courant même lorsque le signal optique incident a une puissance constante. Bien sûr, un bruit supplémentaire est généré si P_{in} fluctue elle-même en raison du bruit produit par les amplificateurs optiques et les lasers.

2.5.2.1 Bruit de grenaille (shot noise)

Le bruit de grenaille est une manifestation du fait que le courant électrique se compose d'un flux d'électrons qui sont générés à des moments aléatoires. Le signal optique reçu par la photodiode comprend un certain nombre de photons générant des paires électron-trou. La valeur quadratique moyenne du bruit de grenaille est donnée par :

$$\sigma_{sh}^2 = \langle |i(t) - I|^2 \rangle = 2qIB_e = 2qRP_{in}B_e \quad (2.23)$$

où B_e est la bande-passante électrique du récepteur. Il peut être vu que le bruit de grenaille augmente avec la puissance optique incidente.

Une source de bruit existe, même lorsque la photodiode n'est pas exposée à la lumière, il s'agit du courant d'obscurité. Il est parfois classé comme un autre type de bruit de grenaille. Physiquement, le courant d'obscurité est dû à la génération aléatoire des électrons et des trous dans la zone de déplétion du dispositif qui sont ensuite captés par le champ électrique appliqué à la diode. La valeur quadratique moyenne de ce bruit est donnée par :

$$\sigma_{obs}^2 = 2qI_{obs}B_e \quad (2.24)$$

où I_{obs} est la valeur moyenne du courant d'obscurité. Pour déterminer le bruit de grenaille de l'APD, la valeur de bruit de grenaille du PIN doit être multipliée par un facteur d'excès $F(M)$, où M est le facteur de multiplication moyen de l'APD :

$$\sigma_{\text{sh,APD}}^2 = 2qM^2F(M)IB_e \quad F(M) \approx M^x, x \in [0,1] \quad (2.25)$$

$F(M)$ est un processus aléatoire et augmente avec M . Nous pouvons écrire la même chose pour le courant d'obscurité.

Le bruit RIN qui va être détecté dans la photodiode va s'ajouter au bruit de grenaille. La variance de bruit est donnée par :

$$\sigma_{\text{RIN}}^2 = RP_{\text{in}}^2 \text{RIN} B_e \quad (2.26)$$

2.5.2.2 Bruit thermique

Le mouvement thermique aléatoire des électrons dans une résistance se manifeste comme un courant fluctuant même en l'absence d'une tension appliquée. Il présente un bruit supplémentaire appelé le bruit thermique. Le bruit thermique, également appelé le bruit de *Johnson-Nyquist*, est un bruit électronique.

Mathématiquement, la fluctuation du courant induite par le bruit thermique i_{th} est modélisée comme un processus aléatoire gaussien stationnaire avec une densité spectrale qui est indépendante de la fréquence jusqu'à $f \sim 1$ THz (quasiment du bruit blanc pour les systèmes actuels). La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma_{\text{th}}^2 = \frac{4k_B T}{R_L} \cdot B_e \quad (2.27)$$

où T est la température absolue, k_B la constante de *Boltzmann* et R_L la résistance de charge.

2.5.2.3 Bruit de battement

Le bruit dominant dans les systèmes de communication est le bruit lié à l'émission spontanée amplifiée (ASE) générée par les amplificateurs optiques. Lorsque le champ de signal E_s et le champ du bruit accompagnant E_{ASE} sont détectés par un photodétecteur, le processus de détection quadratique donne lieu à un bruit de battement, en plus du bruit de grenaille. L'utilisation de filtre optique à la sortie de l'amplificateur peut considérablement réduire ce bruit, mais il est impossible de l'éliminer complètement. Le photo-courant résultant est donné par :

$$\begin{aligned} i(t) &= R|E_s + E_{\text{ASE}}|^2 + i_{\text{th}} \\ &= R(|E_s|^2 + |E_{\text{ASE}}|^2 + 2\Re\{E_s E_{\text{ASE}}\}) + i_{\text{th}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

où i_{th} est la fluctuation de courant due au bruit thermique. Nous pouvons déterminer la variance des différents bruits et des composantes de battement comme suit :

$$\sigma^2 = \sigma_{\text{sh}}^2 + \sigma_{\text{RIN}}^2 + \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 + \sigma_{\text{s-ASE}}^2 + \sigma_{\text{th}}^2 \quad (2.29)$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\text{sh}}^2 &= 2qRP_sB_e \\
 \sigma_{\text{RIN}}^2 &= RP_s^2 \text{RIN} B_e \\
 \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 &= 2R^2P_{\text{ASE}}^2B_e \\
 \sigma_{\text{s-ASE}}^2 &= 4R^2P_sP_{\text{ASE}}B_e
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

où $P_s = |E_s|^2$ est la puissance moyenne du signal entrant. $\sigma_{\text{ASE-ASE}}^2$ désigne la variance du bruit du battement ASE-ASE et $\sigma_{\text{s-ASE}}^2$ est la variance du bruit du battement signal-ASE. Les différentes composantes du spectre de bruit du battement du photocourant sont montrées sur la figure 2-25.

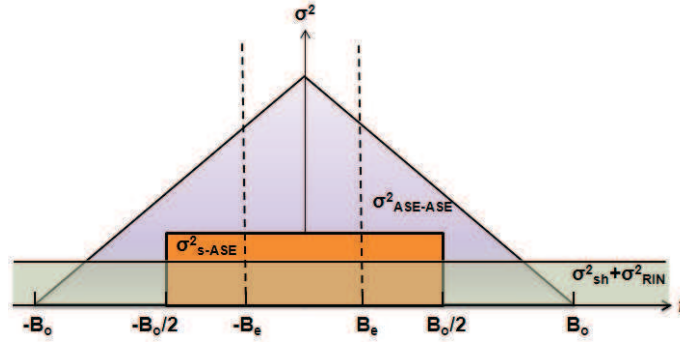


Figure 2-25 : Spectres des bruits de battement du photocourant.

Pour déterminer le facteur de bruit d'un amplificateur optique, seul le bruit de grenaille et le bruit de battement signal-ASE du photocourant sont pris en compte. Le facteur de bruit peut s'écrire alors comme suit [59] :

$$F = \frac{2\sigma_{\text{ASE}}}{h\nu GB_0} + \frac{1}{G} = 2n_{\text{sp}} + \frac{1}{G} \approx 2n_{\text{sp}} \Big|_{\text{si } G \gg 1} \tag{2.31}$$

où B_0 représente la bande passante du filtre optique utilisé pour déterminer la puissance de bruit. La valeur minimale de n_{sp} est égale à 1 pour un amplificateur idéal, dans ce cas le facteur du bruit minimum est égal à 2.

2.5.3 Type de réception : non-cohérente ou cohérente

Nous pouvons classer les détections optiques en deux catégories : détections non-cohérentes et détections cohérentes [13]. Dans la détection non-cohérente, un récepteur calcule des variables de décision basées sur une mesure de l'énergie du signal. Un exemple de détection non cohérente est la détection directe d'un signal en utilisant une photodiode simple (figure 2-26(a)). Cette détection peut également être utilisée pour encoder plus d'un bit par symbole, par exemple pour la modulation M-ASK (*M-ary amplitude-shift keying*). La figure 2-26(b) montre un récepteur non-cohérent pour le FSK (*frequency-shift keying*) binaire.

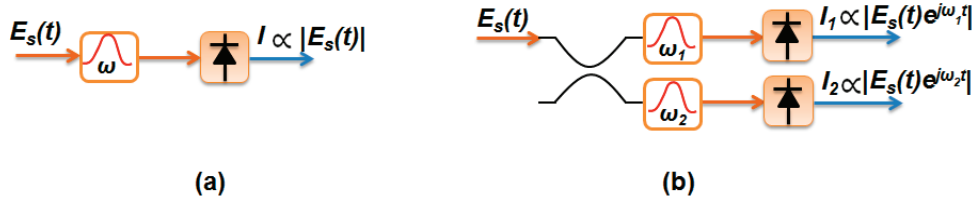


Figure 2-26 : Détections non-cohérentes pour (a) le signal M-ASK et (b) le signal FSK.

Les limites de la détection non-cohérente sont : (a) la détection basée sur la mesure de l'énergie du signal reçu, ce qui réduit l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique, (b) la perte de l'information de phase lors de la détection empêchant ainsi l'égalisation complète des dégradations linéaires du canal comme la dispersion chromatique et la dispersion de mode de polarisation par les filtres linéaires ou le traitement numérique du signal.

La technique la plus avancée dans la détection est la détection cohérente, où le récepteur récupère le champ électrique, qui contient à la fois les informations d'amplitude et de phase. La détection cohérente permet ainsi une plus grande souplesse dans la réalisation de formats de modulation où des informations peuvent être codées en amplitude, en phase ou simultanément dans les deux (composantes en phase (I) et en quadrature de phase (Q)). La détection cohérente nécessite au niveau du récepteur d'avoir la connaissance de la phase de la porteuse lorsque le signal reçu est démodulé par un oscillateur local (LO) qui sert en tant que référence de phase absolue. La synchronisation de phase peut être effectuée en utilisant une boucle à phase asservie (PLL : *phase-locked loop*) électrique/optique, une synchronisation par la technique *feedforward* (FF) de la porteuse ou un traitement numérique du signal [13]. Un système de détection cohérente est représenté sur la figure 2-27. Il comprend un hybride optique 90° et une paire de photo-détecteurs équilibrés. L'hybride optique 90° s'agit d'un composant optique ayant deux ports d'entrée et quatre ports de sortie. Chacun des ports de sortie fournit un signal résultant de l'interférence des deux entrées avec les déphasages de 0, 90, 180 et 270 degrés.

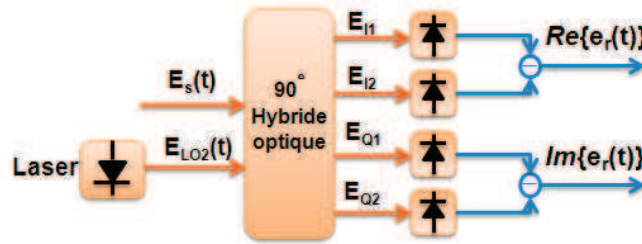


Figure 2-27 : Détection cohérente IQ optique.

Nous supposons les conditions idéales pour chaque composant sur la figure 2-27. En ignorant le déséquilibre et les pertes de l'hybride optique, les signaux de sorties (E_{I1} , E_{I2} , E_{Q1} et E_{Q2}) peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned}
 E_{I1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s(t) + E_{LO2}(t)) \\
 E_{I2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s(t) - E_{LO2}(t)) \\
 E_{Q1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s(t) - jE_{LO2}(t)) \\
 E_{Q2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s(t) + jE_{LO2}(t))
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

où E_s et E_{LO2} sont respectivement le champ optique du signal et le champ optique de l'oscillateur local au niveau du récepteur. Ces signaux optiques sont ensuite convertis en courant électrique par les photodiodes. Les photo-courants pour quatre signaux peuvent être décrits comme suit :

$$\begin{aligned}
 I_1(t) &= |E_{I1}(t)|^2 \\
 &= \frac{1}{2}\{|E_s(t)|^2 + |E_{LO2}(t)|^2 + 2\Re\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\}\} \\
 &\quad + i_{sh,I1}(t) + i_{th,I1}(t) \\
 I_2(t) &= |E_{I2}(t)|^2 \\
 &= \frac{1}{2}\{|E_s(t)|^2 + |E_{LO2}(t)|^2 - 2\Re\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\}\} \\
 &\quad + i_{sh,I2}(t) + i_{th,I2}(t) \\
 Q_1(t) &= |E_{Q1}(t)|^2 \\
 &= \frac{1}{2}\{|E_s(t)|^2 + |E_{LO2}(t)|^2 + 2\Im\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\}\} \\
 &\quad + i_{sh,Q1}(t) + i_{th,Q1}(t) \\
 Q_2(t) &= |E_{Q2}(t)|^2 \\
 &= \frac{1}{2}\{|E_s(t)|^2 + |E_{LO2}(t)|^2 - 2\Im\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\}\} \\
 &\quad + i_{sh,Q2}(t) + i_{th,Q2}(t)
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

où $i_{sh,x}$ et $i_{th,x}$ sont respectivement les intensités de bruit de grenaille et de bruit thermique de la photodiode x . En raison de la détection équilibrée, les composantes réelle et imaginaire du signal électrique détecté $e_r(t)$ peuvent être écrites :

$$\begin{aligned}
 \Re\{e_r(t)\} &= I_1 - I_2 \\
 &= 2\Re\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\} + \{i_{sh,I1}(t) + i_{sh,I2}(t)\} \\
 &\quad + \{i_{th,I1}(t) + i_{th,I2}(t)\} \\
 &= 2\Re\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\} + i_{sh,I}(t) + i_{th,I}(t) \\
 \Im\{e_r(t)\} &= Q_1 - Q_2 \\
 &= 2\Im\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\} + \{i_{sh,Q1}(t) + i_{sh,Q2}(t)\} \\
 &\quad + \{i_{th,Q1}(t) + i_{th,Q2}(t)\} \\
 &= 2\Im\{E_s(t)E_{LO2}^*(t)\} + i_{sh,Q}(t) + i_{th,Q}(t)
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

Puis le signal complexe $e_r(t)$ peut être obtenu :

$$\begin{aligned}
 e_r(t) &= \Re\{e_r(t)\} + j\Im\{e_r(t)\} \\
 &= 2 E_s(t) E_{LO2}^*(t) + \{i_{sh,I}(t) + i_{th,I}(t)\} \\
 &\quad + j\{i_{sh,Q}(t) + i_{th,Q}(t)\} \\
 &= 2 E_s(t) E_{LO2}^*(t) + i_{n,I}(t) + j i_{n,Q}(t)
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

où $i_{n,I}(t)$ et $i_{n,Q}(t)$ représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'intensité totale des bruits de grenaille et thermique. Dans (2.35), on peut constater que la détection cohérente est un processus linéaire. Le signal détecté $e_r(t)$ est une réplique linéaire du signal complexe entrant qui est converti par abaissement de fréquence par la fréquence de l'oscillateur local.

$E_s(t)$ peut être décomposé en deux parties : le signal reçu et le champ de bruit ASE ($E_{ASE}(t)$). Il peut s'écrire, à partir de (2.9) :

$$E_s(t) = \sqrt{P_r} \{e_t(t) e^{j(\omega_{LD1}t + \varphi_{LD1} + \varphi_D)}\} \otimes h(t) + E_{ASE}(t) \tag{2.36}$$

où \otimes représente la convolution. P_r est la puissance moyenne reçue et $h(t)$ désigne la fonction de transfert du canal dans le domaine temporel et φ_D représente le déphasage dû au retard sur la liaison optique. De (2.35) et (2.36) le signal électrique en bande de base peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}
 e_r(t) &= 2\sqrt{P_r} |E_{LO2}^*(t)| \{e_t(t) \otimes h(t)\} e^{j(\Delta\omega t + \Delta\varphi - \varphi_D)} \\
 &\quad + 2E_{LO2}^*(t) E_{ASE}(t) + i_{n,I}(t) + j i_{n,Q}(t)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

où $\Delta\omega = \omega_{LD1} - \omega_{LD2}$ et $\Delta\varphi = \varphi_{LD1} - \varphi_{LD2}$ sont respectivement le décalage de fréquence et la différence de phase entre le laser de l'émetteur et du récepteur. Il peut être observé que les bruits de battement signal-signal et ASE-ASE sont complètement annulés par la détection équilibrée.

2.6 Modulations optiques avancées

Pour répondre à la demande croissante de la capacité des liaisons sur fibre optique, les formats de modulation avancés, la détection cohérente et le traitement numérique des signaux offrent la possibilité d'augmenter la quantité d'information transmise dans une bande spectrale donnée. Ces techniques permettent actuellement des transmissions WDM $N \times 100$ Gb/s à densité spectrale d'information de 2 bit/s/Hz sur environ 1000 km [60]. La figure 1 montre l'évolution du débit et de la distance dans le réseau optique et le système WDM.

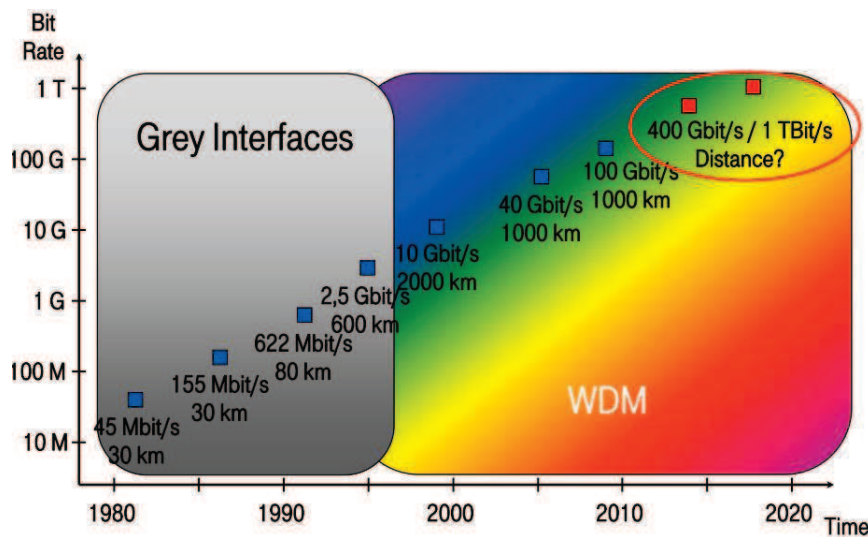


Figure 2-28 : Évolution du débit et de la distance dans le réseau optique et le système WDM [60].

2.6.1 Critères d'évaluation des formats de modulation avancés

La qualité de la modulation numérique est analysée par l'intermédiaire de plusieurs grandeurs. Les plus importantes sont la forme du spectre, les diagrammes de constellation, le module du vecteur d'erreur (*EVM : Error Vector Magnitude*) et le taux d'erreur binaire (*BER : bit error rate*). Ces grandeurs seront expliquées brièvement ci-après.

2.6.1.1 Spectre du signal

Le spectre du signal nous renseigne sur la largeur de bande occupée et la distribution de l'énergie dans cette bande. Cette mesure est très importante car elle permet de s'assurer que l'utilisateur est resté dans la bande passante qui lui a été attribuée.

2.6.1.2 Constellation

Dans les communications numériques, la modulation est exprimée à partir des composantes « I et Q ». Il s'agit d'une représentation vectorielle dans laquelle les signaux sont projetés selon deux axes (figure 2-29(a)). L'axe I, des abscisses, représente la composante en

cosinus également appelée composante de phase nulle (*In phase*). L'axe Q, des ordonnées, représente la composante en sinus également appelée composante à 90 degrés (*Quadrature*).

La constellation est une représentation dans le plan I et Q d'une même série de données. Le diagramme de constellation donne un aperçu de la variation de phase et d'amplitude, des effets de filtrage et des phénomènes tels que l'interférence entre symboles (*ISI : Inter-Symbol Interference*). Une constellation idéale QAM (*quadrature amplitude modulation*) à 16 états est représentée à la figure 2-29.

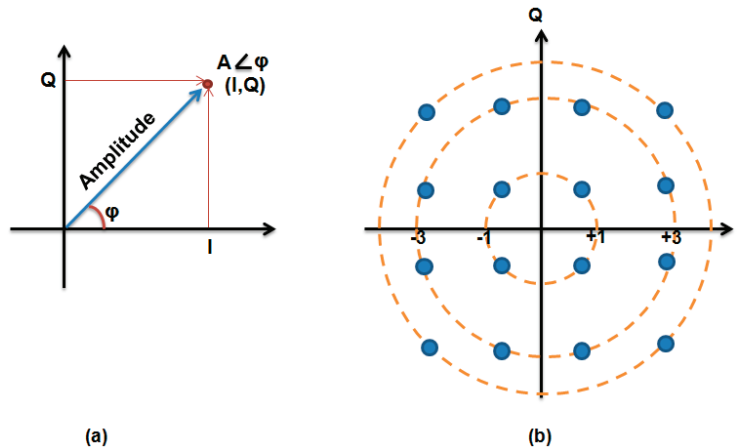


Figure 2-29 : (a) Représentation I et Q. (b) Constellation 16-QAM.

2.6.1.3 EVM (Error Vector Magnitude)

La mesure de l'EVM donne une information importante sur les performances des émetteurs et des récepteurs dans les communications numériques. L'EVM peut déterminer le type de dégradations présentes dans un signal et aide à identifier leur source. L'EVM est la cumulation des différences vectorielles à un moment donné entre le signal de référence idéal et le signal mesuré. Il est défini sur N symboles par l'erreur quadratique moyenne de \vec{V}_{ERR} et normalisé à l'unité par $|\vec{V}_{REF}|$ où $|\vec{V}_{REF}|$ est la grandeur du vecteur signal de référence (figure 2-30) et il est généralement exprimé en %rms (*root mean square*) :

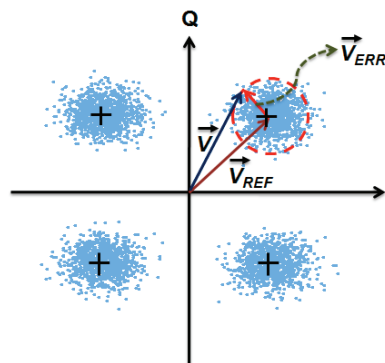


Figure 2-30 : Module du vecteur d'erreur (EVM). \vec{V}_{ERR} : vecteur d'erreur ; \vec{V}_{REF} : vecteur de référence.

$$EVM = \frac{\langle |\vec{V}_{ERR}| \rangle}{|\vec{V}_{REF}|} \quad (2.38)$$

Il peut être lié au rapport signal à bruit optique (OSNR) par [61] :

$$EVM \approx \frac{1}{k} \left[\frac{1}{OSNR} - \sqrt{\frac{96}{\pi(M-1)OSNR}} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}-1} \gamma_i e^{-\frac{3\beta_i^2 OSNR}{2(M-1)}} + \frac{12}{M-1} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}-1} \gamma_i \beta_i \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\beta_i^2 OSNR}{2(M-1)}} \right) \right]^{1/2} \quad (2.39)$$

$$\gamma_i = 1 - \frac{i}{\sqrt{M}}, \quad \beta_i = 2i - 1$$

où k est le facteur de normalisation qui dépend du format de modulation.

2.6.1.4 Taux d'erreurs binaires, BER (*bit error rate*)

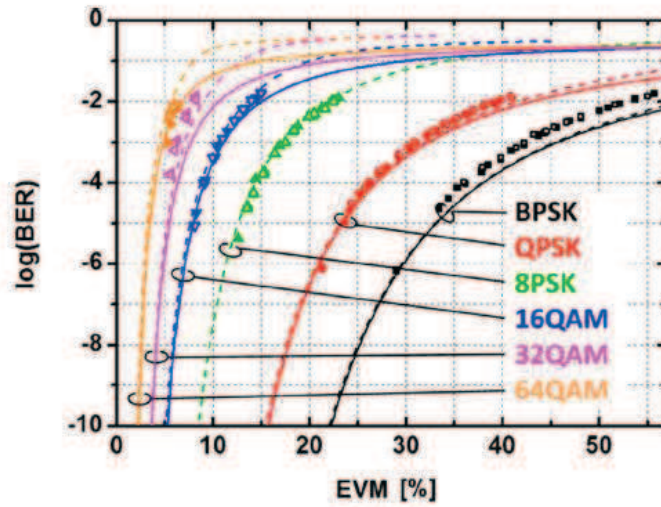


Figure 2-31 : Courbe de performance du BER en fonction de l'EVM pour plusieurs types de modulations [61].

Le BER mesure le rapport entre le nombre de bit erronés reçus par rapport au nombre de bits émis. Dans le domaine des communications numériques le taux d'erreur binaire est le critère qui mesure la fiabilité d'une chaîne de transmission afin d'assurer la qualité de service requise. Le BER doit être inférieur à une valeur seuil fixée qui est fonction de l'application.

La relation BER-EVM pour le format de modulation M-QAM et pour le canal gaussien est donnée par [61] :

$$BER \approx \frac{(1 - L^{-1})}{\log_2 L} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{(L^2 - 1)} \frac{\sqrt{2}}{(k \text{ EVM})^2 \log_2 M}} \right) \quad (2.40)$$

où L est le nombre des niveaux de signal identiques dans chaque dimension de la constellation et $\log_2 M$ le nombre de bits codés dans chaque symbole QAM. La figure 2-31 représente graphiquement cette relation pour plusieurs valeurs de M .

2.6.2 Modulations avancées pour les systèmes de télécommunication optiques

L'augmentation de la capacité de transmission peut être atteinte en accroissant le débit par canal WDM. Le multiplexage en temps (*TDM : time division multiplexing*) est le plus couramment utilisé. Il consiste à multiplexer un nombre élevé de canaux à bas débit binaire pour former un canal à débit binaire plus élevé. Par exemple, un flux de données à 40 Gb/s peut être réalisé par multiplexage de quatre flux de données à 10 Gb/s en utilisant le TDM électrique (*ETDM : electrical TDM*). Une autre technique, la technique de multiplexage en polarisation (*PDM : polarization division multiplexing*) permet de doubler la capacité des canaux WDM où deux signaux optiques de la même longueur d'onde sont polarisés à l'émission pour les orienter en polarisation orthogonale.

Une autre amélioration en termes de capacité dans les réseaux WDM peut être réalisée en utilisant des formats de modulation avancés. La modulation d'amplitude, AM ou ASK (*amplitude shift keying*) ou OOK (*On-Off keying*), est la technique la plus simple et couramment utilisée dans les systèmes optiques de communication par fibres, où AM est une modulation analogique et ASK et OOK sont des modulations numériques. Dans cette technique, le signal électrique en bande de base module l'intensité de la lumière. Au niveau du récepteur, la démodulation peut être facilement effectuée en utilisant un photodétecteur qui convertit directement le signal optique en un signal électrique, image du signal original transmis. La figure 2-32 montre un exemple de format de modulation OOK.

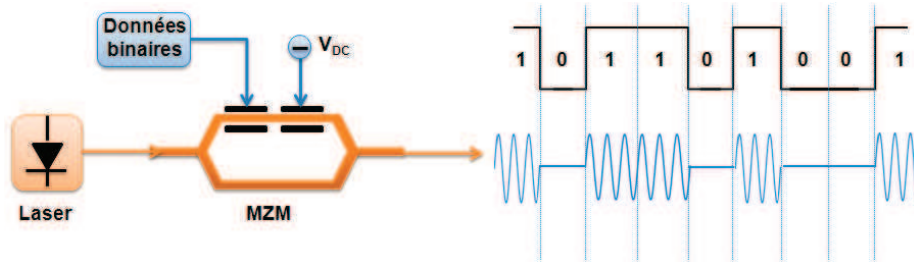


Figure 2-32 : Émetteur OOK et un exemple d'un format de modulation ASK.

Dans les systèmes de communication de pointe, au lieu de transmettre un seul bit par symbole, plusieurs bits par symbole peuvent être transmis en utilisant des signaux à plusieurs niveaux, d'où il résulte une capacité de transmission plus élevée. Cette technique est appelée la modulation multi-niveaux ou la modulation M -aire (*M-ary modulation*) où M est le nombre de niveaux du signal ($M=2^b$ avec b est le nombre de bits par symbole). En ASK, la valeur de $M=4$ (*4-ary ASK*) est surtout utilisée pour doubler la capacité de transmission tout en maintenant la largeur spectrale constante. L'amélioration de la capacité du canal est dans ce cas obtenue au prix

d'une pénalité de puissance dans l'OSNR (*optical signal to noise ratio*) et de sensibilité du récepteur du système.

En modulation de phase, des données binaires sont modulées sur la porteuse optique se référant à la différence de phase entre 0 et 1 (binaire). Cette technique est appelée *Phase-Shift Keying* (PSK) ou BPSK pour une PSK binaire. La PSK différentielle (DPSK : *differential PSK*) est souvent préférée à la modulation PSK en raison de la complexité de démodulation de cette dernière. Dans DPSK en effet, les données sont d'abord encodées de façon différentielle à l'aide d'un codeur différentiel comme montré sur la figure 2-33(a). Les données codées sont ensuite modulées sur une porteuse optique en utilisant un modulateur MZM, qui change la phase optique de la porteuse initiale d'un décalage de phase relatif de π . Au récepteur, un interféromètre à retard (DI : *delay interferometer*), dont le retard correspond à la durée d'un bit, est inséré sur la voie optique juste avant deux photodiode en topologie équilibrée pour convertir la modulation de phase différentielle en une modulation d'intensité, comme le montre la figure 2-33(b). Le maintien d'une bonne interférence est l'aspect le plus critique dans la conception des récepteurs DPSK [62].

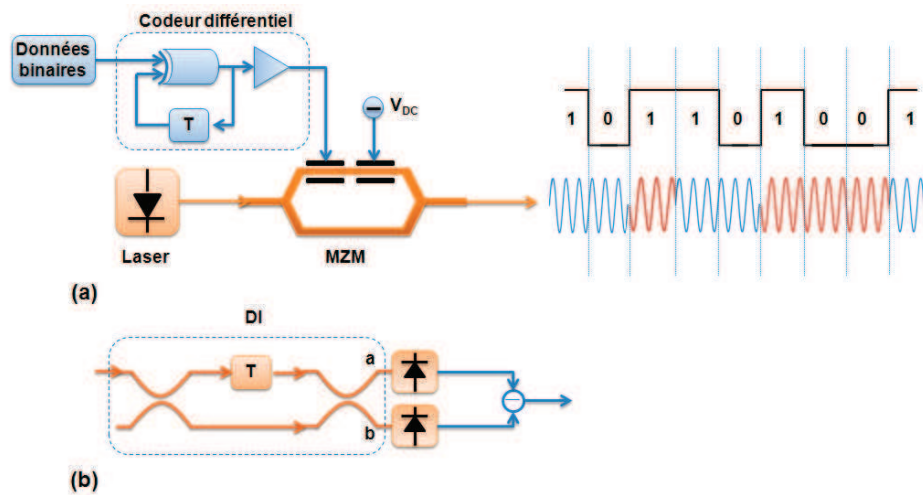


Figure 2-33 : (a) Émetteur DPSK et un exemple de modulation DPSK (b) récepteur DPSK. DI : interféromètre à retard.

Dans les systèmes de communications avancés, la modulation DPSK *M-aire* est utilisée au lieu de la modulation DPSK binaire. La plus utilisée parmi celles-ci est la modulation DQPSK (*differential quadrature PSK*), aussi appelée DPSK *4-aire* [62]. La figure 2-34(a) représente un schéma d'émetteur DQPSK, constitué par une source laser et un modulateur optique IQ. Les signaux modulés QPSK et DQPSK sont les mêmes en apparence. Si le codeur est un codeur différentiel, alors le signal modulé est DQPSK, sinon il est QPSK. Au niveau du récepteur, le signal DQPSK est d'abord divisé en deux composantes I et Q à travers le premier coupleur et chaque composante est ensuite détectée par deux récepteurs équilibrés (figure 2-34(b)).

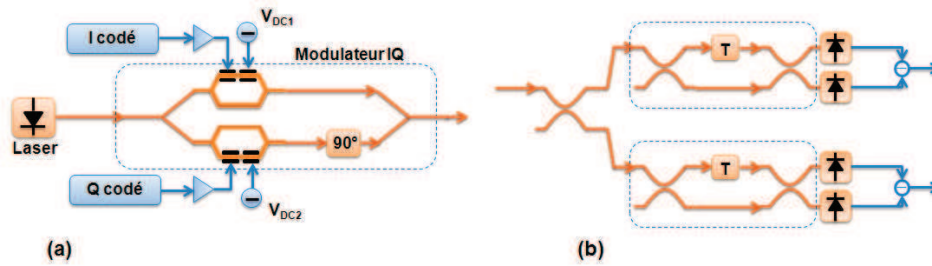


Figure 2-34 : (a) Émetteur (b) Récepteur DQPSK.

Le format de modulation *duobinaire (DB)* optique a aussi attiré une grande attention ces dernières années. Les deux principaux avantages attribués à ce format de modulation sont une tolérance accrue aux effets de CD et une efficacité spectrale améliorée. Le signal DB peut être généré en appliquant un signal DB électrique en bande de base, à trois niveaux, à un MZM à deux électrodes (*dual drive MZM*) polarisé à l'extinction maximale (point d'intensité nulle), comme le montre la figure 2-35.

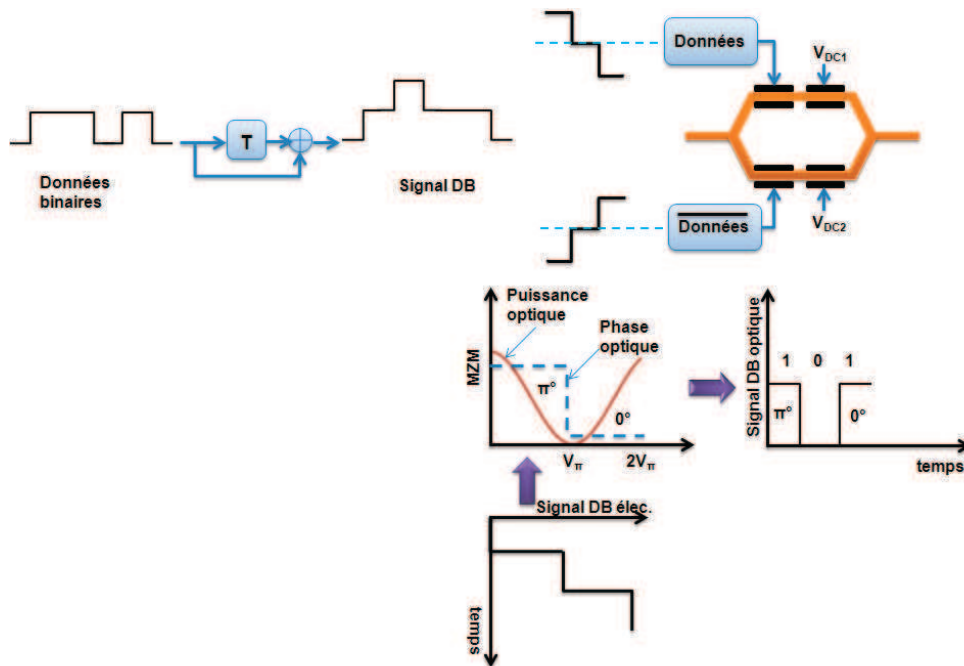


Figure 2-35 : Génération d'un signal DB et les conditions de la polarisation du MZM pour sa génération.

La modulation QPSK double le débit par rapport à l'OOK en codant deux bits dans un symbole. Le signal de sortie de l'émetteur a une puissance optique constante et les informations sont transportées dans les quatre états de phase sur la phase optique de la lumière émise. En outre, une nouvelle réduction du débit de symboles peut être réalisée en appliquant un multiplexage en polarisation (PDM) qui double la fréquence de ligne. Par conséquent, la modulation PDM-QPSK permet de réduire la bande passante nécessaire d'un coefficient quatre comparé à l'OOK.

L'émetteur et le récepteur PDM-QPSK sont représentés sur la Figure 2-36. À l'émetteur, deux modulateurs IQ sont nécessaires pour chaque polarisation. En plus, un multiplexeur de polarisation est utilisé pour combiner les deux composants de polarisation. Au récepteur, un démultiplexeur de polarisation divise le signal entrant en composantes orthogonales, puis les détecte en utilisant deux démodulateurs IQ cohérents. Les expériences de transmission 100G PDM-QPSK fonctionnant à un débit de symboles de 25 à 28 Gbaud ont été récemment réalisées [63]-[65].

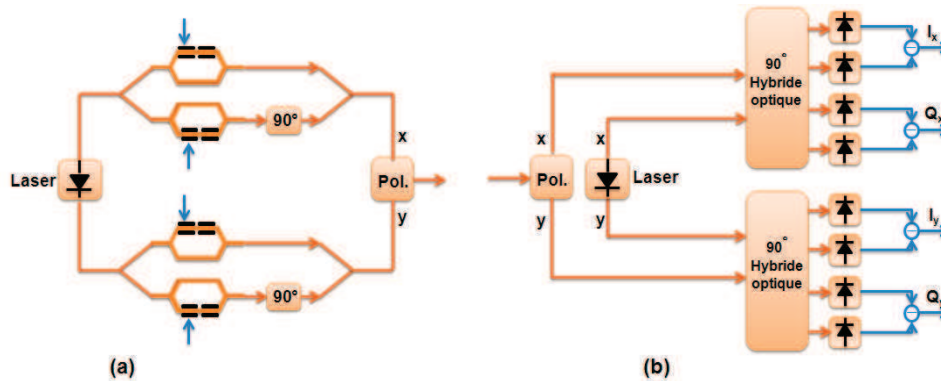


Figure 2-36 : (a) Émetteur et (b) récepteur PDM-QPSK.

La transmission de signaux optiques au-delà de 100 Gb/s en augmentant l'efficacité spectrale est actuellement un sujet important de recherche [66]. Une technique consiste à utiliser les formats de modulation multi-niveaux sur la base du M-QAM (modulation d'amplitude en quadrature). Récemment un système 16-QAM conjointement au multiplexage de polarisation (PDM 16-QAM) a été utilisé pour obtenir un débit par canal de 200 Gb/s [67]. Un record de capacité de transport de 69,1 Tbit/s avec une efficacité spectrale de 6,4 bit/s/Hz a été réalisé en utilisant ce même format cette même modulation [68]. En outre, une optimisation de l'efficacité spectrale de signaux ayant des constellations M-QAM peut être obtenue en utilisant un filtrage de Nyquist (N-WDM : *Nyquist-WDM*). Elle a déjà été démontrée lors de transmissions sous-marines [69], [70].

Cependant, outre le problème de bande passante des canaux, le système WDM souffre des imperfections du canal optique comme la dispersion chromatique (CD) et la dispersion modale de polarisation (PMD) lorsque le débit des données augmente. La réduction des imperfections du canal peut être la difficulté la plus importante pour les formats de modulation actuellement utilisés. La technique de l'OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) optique a été proposée pour se prémunir des imperfections linéaires du canal. La modulation OFDM est un format spécial de modulation multi-porteuses où les données sont reportées sur de nombreuses sous-porteuses rapprochées et orthogonales. Depuis plus d'une décennie, l'OFDM s'emploie comme une technique de modulation de premier plan dans le domaine des radiofréquences (RF) [33]. Récemment, un équivalent optique de RF-OFDM a été proposé pour s'affranchir de la dispersion du canal optique [71], [72].

À la fin des années 2000, les transmissions longues distances utilisant l'OFDM optique ont été étudiées par quelques groupes. Deux grandes orientations de recherche sont apparues : le DDO-OFDM (*direct detection optical-OFDM*) [11], [73]-[79], à la recherche d'une réalisation simple basée sur les composants optiques bas-coûts, et le CO-OFDM (*coherent optical-OFDM*) [14] visant à atteindre une grande efficacité spectrale et une amélioration de la

sensibilité du récepteur. En 2007, la première expérience CO-OFDM avec un débit de données de 8 Gb/s a été signalée [80]. En 2009, une autre expérience a été démontrée sur un système OFDM optique jusqu'à 1 Tb/s [81]. Dans les dernières années, l'intérêt pour l'OFDM optique a augmenté de façon spectaculaire. Le progrès en débit de données peut éventuellement conduire à la réalisation de produits commerciaux basés sur la transmission OFDM optique pour l'avenir.

La complexité des émetteurs et des récepteurs peut exiger des boosters et des pré-amplificateurs intégrés pour compenser les pertes occasionnées par les différentes étapes de la modulation et de la démodulation. Les SOA, du fait de leur capacité à amplifier les signaux sur une large bande, peuvent être envisagés comme des amplificateurs en ligne dans les systèmes WDM. La question est la façon dont les SOA peuvent amplifier des signaux ayant des formats de modulation avancée. Plusieurs impacts du SOA sur l'amplification des signaux M-QAM ont été récemment étudiés spécialement en ce qui concerne l'influence du facteur alpha [82]. Il a été montré que les SOA ayant un faible facteur alpha sont avantageux pour des signaux codés en phase. Notre objectif dans cette thèse est d'étudier précisément l'influence de l'utilisation du SOA dans un système CO-OFDM [83], [84].

Dans la prochaine section, nous passerons en revue quelques concepts fondamentaux et expressions mathématiques de base de l'OFDM et aussi du CO-OFDM en tant que système choisi pour cette étude.

2.7 OFDM Optique

L'intérêt d'utiliser l'OFDM optique s'avère important pour des applications à longue distance. Le DDO-OFDM module l'intensité de la porteuse optique. Dans ce cas, le signal doit être réel et unipolaire. Cette modulation est envisageable pour les réseaux d'accès où le débit de données n'est pas très élevé. De l'autre côté, le CO-OFDM consiste à moduler le champ électrique de la porteuse optique. Dans ce cas, le spectre du signal optique reproduit le spectre du signal électrique de modulation. Les systèmes cohérents nécessitent un oscillateur local à la réception. Ils présentent une meilleure efficacité spectrale mais leur mise en œuvre est plus complexe que celle des systèmes à détection directe [33].

2.7.1 Principe de la modulation multi-porteuses OFDM

Dans cette partie, nous donnons les principaux éléments concernant la modulation multi-porteuses OFDM, incluant le principe des communications multi-porteuses, l'implémentation par transformée de Fourier discrète, la notion de préfixe cyclique, les techniques de synchronisation et d'estimation du canal et le PAPR (*peak-to-average power ratio*).

2.7.1.1 Principe des communications par multi-porteuses

L'OFDM est un type spécial de modulation multi-porteuses (*MCM : multi-carrier modulation*). Un schéma conceptuel pour un système générique de modulation multi-porteuses est présenté sur la figure 2-37.

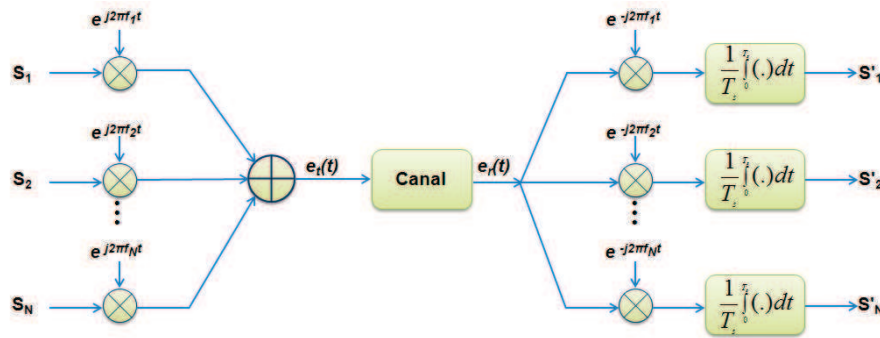


Figure 2-37 : Principe d'un système de modulation multi-porteuses.

Le signal transmis sur le canal pour un mot peut être représenté comme suit :

$$e_t(t) = \sum_{k=1}^N s_k e^{j2\pi f_k t} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.41)$$

où s_k est le symbole porté par la sous-porteuse k , N est le nombre de sous-porteuses, f_k représente la fréquence de la sous-porteuse k et T_s représente la période d'un symbole.

Pour détecter le k -ième symbole au niveau du récepteur, on peut utiliser un filtre adapté en multipliant le signal reçu par la fréquence f_k et le filtrer sur une période de symbole comme suit, où $e_r(t)$ est le signal temporel reçu :

$$s'_k = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e_r(t) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (2.42)$$

Il peut être constaté que les systèmes MCM nécessitent de nombreux filtres et oscillateurs. Une nouvelle approche a été proposée lors de l'introduction de l'OFDM, dans laquelle les sous-porteuses se chevauchent tout en respectant la condition d'orthogonalité $f_{k+1} - f_k = \frac{1}{T_s}$. La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre sous-porteuses, ce qui permet de réduire l'encombrement spectral.

La figure 2-38 montre l'allure temporelle et le spectre d'un signal OFDM. La condition d'orthogonalité permet d'annuler le spectre de toutes les autres à certaines fréquences déterminées malgré un fort chevauchement spectral. Ceci permet d'éviter les interférences entre sous-porteuses (*ICI : intercarrier interference*) si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

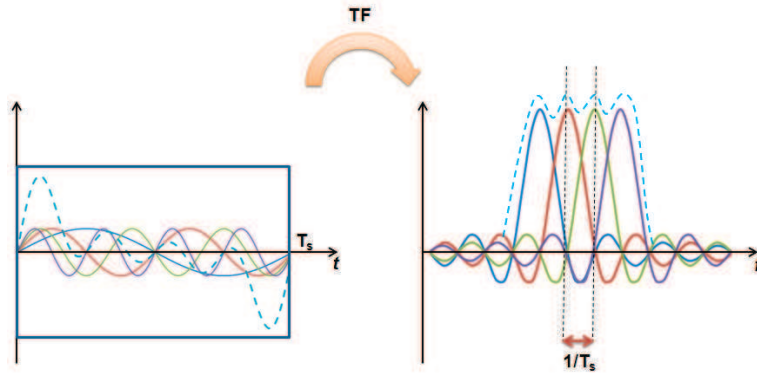


Figure 2-38 : Représentation temporelle et spectrale d'un signal OFDM ayant 4 sous-porteuses.

2.7.1.2 Implémentation par IFFT/FFT

Bien que l'OFDM puisse améliorer l'efficacité spectrale par le chevauchement des sous-porteuses, l'exigence d'un grand nombre de sous-porteuses, qui sont nécessaires pour estimer la réponse fréquentielle du canal, conduit à une architecture extrêmement complexe contenant de nombreux oscillateurs et filtres à la fois dans l'émetteur et dans le récepteur.

En pratique, la modulation et la démodulation OFDM sont effectuées en utilisant respectivement la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) et la transformée de Fourier discrète (DFT). Dans ce cas, $e_t(t)$ est échantillonné à chaque intervalle T_s/N , par conséquent et à partir de l'équation (2.41), l'échantillon m peut être écrit comme :

$$e_t\left(m \frac{T_s}{N}\right) = e_{t,m} = \sum_{k=1}^N s_k \cdot e^{j2\pi f_k m \frac{T_s}{N}} \quad (2.43)$$

En substituant $f_k = k/T_s$, nous avons :

$$e_{t,m} = \sum_{k=1}^N s_k e^{j2\pi \frac{k,m}{N}} = IDFT(s_k) \quad (2.44)$$

De manière similaire, au niveau du récepteur, le symbole d'information reçu peut être écrit comme :

$$s'_k = DFT(e_{r,m}) \quad (2.45)$$

où $e_{r,m}$ est l'échantillon du signal reçu au temps mT_s/N . En pratique, nous pouvons utiliser la méthode efficace de la transformée de Fourier rapide (FFT) pour la DFT et la transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) pour l'IDFT afin de réduire le nombre de calculs.

Ainsi, un système de transmission OFDM avec un grand nombre de sous-porteuses peut être généré en utilisant uniquement une IFFT à l'émetteur et une FFT au récepteur sans avoir besoin d'oscillateurs ni de filtres complexes. Cependant, il exige deux dispositifs supplémentaires qui sont un convertisseur numérique-analogique (CNA), pour convertir les valeurs discrètes $e_{t,m}$ en un signal analogique continu $e_t(t)$ et un convertisseur analogique-numérique (CAN), pour convertir le signal continu reçu $e_r(t)$ en valeurs discrètes $e_{r,m}$.

2.7.1.3 Intervalle de garde

Les canaux de transmission sont habituellement dispersifs avec un retard de propagation. Ce retard entraîne une interférence inter-symboles (ISI) dans le temps et par conséquent une interférence inter-porteuses pour les systèmes OFDM. En conséquence, les sous-porteuses ne sont plus orthogonales. Une solution simple pour faire face au retard de propagation des canaux dispersifs est d'utiliser un intervalle de garde ou préfixe cyclique (CP : *cyclic prefix*). Le symbole OFDM, avec une période T_s , est cycliquement étendu par un intervalle de garde de la longueur t_G . Ainsi, la période du chaque symbole OFDM est augmentée et est donnée par :

$$T = T_s + t_G \quad (2.46)$$

La condition importante pour une transmission OFDM sans ISI est que la durée t_G doit être supérieure au retard de propagation. Comme le montre la figure 2-39, le préfixe cyclique est une copie identique d'un morceau de longueur t_G de la fin du symbole placé à l'avant du symbole.

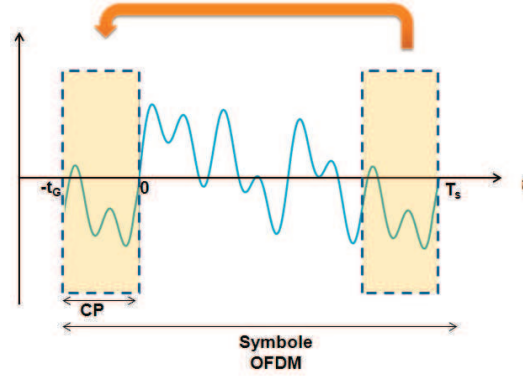


Figure 2-39 : Principe d'un préfixe cyclique. La dernière partie du symbole OFDM est copiée comme préfixe de durée t_G .

Le signal OFDM étendu peut être exprimé par :

$$e_t(t) = \sum_{k=1}^N s_k e^{j2\pi f_k t} \quad -t_G \leq t \leq T_s \quad (2.47)$$

2.7.1.4 Efficacité spectrale

Pour un signal OFDM constitué de N sous-porteuses et un débit de symbole total de $R=N/T$ symbole/sec, la bande-passante du signal est donnée par :

$$BW_{\text{OFDM}} = \frac{2}{T} + \frac{N-1}{T_s} \approx \frac{N+1}{N} R |_{t_G \ll T_s} \quad \text{Hz} \quad (2.48)$$

Ainsi l'efficacité de la bande-passante est obtenue par :

$$\begin{aligned} \eta = \frac{R}{BW_{\text{OFDM}}} &= \frac{\frac{N}{T}}{\frac{2}{T} + \frac{N-1}{T_s}} = \frac{N}{2 + (N-1)\left(\frac{T}{T_s}\right)} \\ &\approx \frac{N}{N+1} |_{t_G \ll T_s} \quad \text{symboles/sec/Hz} \end{aligned} \quad (2.49)$$

En pratique, N est choisi beaucoup plus grand que 1, de sorte $BW_{\text{OFDM}} \approx R$ et $\eta \approx 1$.

2.7.1.5 Synchronisation et estimation du canal

La synchronisation est l'une des plus importantes parties d'un récepteur OFDM. Le signal reçu doit être synchronisé dans le temps avant d'effectuer la FFT. Cette étape est appelée synchronisation temporelle de la fenêtre FFT. En outre, lorsqu'une technique de détection cohérente est utilisée pour ramener le signal en bande de base ou à une fréquence intermédiaire, la synchronisation fréquentielle est nécessaire entre la porteuse émise par l'émetteur et le signal

d'oscillateur local au récepteur. En outre, la dernière étape avant la décision symbole est l'estimation et l'égalisation du canal par l'analyse de la réponse du canal pour chaque sous-porteuse.

Les techniques de synchronisation OFDM peuvent être divisées en 2 catégories. La première consiste à faire usage de la corrélation entre le préfixe cyclique et la fin du symbole, la deuxième consiste à faire usage des données supplémentaires telles que le préambule et les pilotes [14].

Pour la première technique (*non-data aided synchronization*), on exploite la redondance créée par le CP, pour estimer les paramètres de temps et de fréquence. Cela est généralement obtenu en faisant la moyenne de la corrélation entre le CP et la fin du symbole OFDM.

Pour la deuxième technique (*data aided synchronization*), une autre façon d'obtenir la synchronisation en temps et en fréquence est l'introduction d'un symbole d'apprentissage (préambule) et/ou l'introduction de pilotes dans le domaine fréquentiel. Une séquence connue en tant que préambule doit être envoyée de manière régulière pour s'adapter aux variations temporelles du canal. Au niveau du récepteur, une opération de corrélation entre le préambule connu et le signal reçu permet au récepteur de s'auto-synchroniser. Une des méthodes les plus populaires a été proposé par *Schmidl et Cox* [85] dans laquelle deux symboles préambules avec une structure spéciale sont utilisés pour estimer le décalage en temps et en fréquence. En outre, l'utilisation des pilotes dans chaque symbole OFDM a été initiée par *DK Kim et al.* [86]. L'idée sous-jacente est que le décalage de phase entre les 2 sous-porteuses ne dépend que de la différence de fréquence entre ces sous-porteuses.

À côté de la synchronisation temporelle et fréquentielle, l'estimation de canal est nécessaire pour égaliser le canal de transmission et le compenser. Il existe diverses méthodes d'estimation de canal, comme les techniques assistées par pilotes dans les domaines temporel et fréquentiel. Dans le domaine fréquentiel, cela consiste à introduire des sous-porteuses pilotes parmi les sous-porteuses de données. Les sous-porteuses pilotes transmises et reçues sont comparées pour déterminer les différences en amplitude et en phase dues au canal. Puis un simple filtre invariant du premier ordre est utilisé pour égaliser la réponse du canal. Le nombre de sous-porteuses pilotes, leurs valeurs et leurs positions sont choisis en fonction entre autres de la connaissance a priori de certaines caractéristiques du canal et d'un compromis entre une bonne estimation du canal et la perte de débit des données associée.

2.7.1.6 Rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR)

Le signal OFDM est une somme de N signaux sinusoïdaux. Il est donc concevable que nous pourrions obtenir l'amplitude maximum de N signaux sinusoïdaux lorsqu'ils sont tous en phase. On définit un critère, le PAPR (*peak-to-average power ratio*), pour décrire cette notion de puissance crête comme suit :

$$PAPR = \frac{\max\{|e_t(t)|^2\}}{\langle |e_t(t)|^2 \rangle} \quad (2.50)$$

où $\langle |e_t(t)|^2 \rangle$ est la puissance moyenne du signal.

Lorsque toutes les sous-porteuses sont en phase, cela conduit à avoir un PAPR élevé, ce qui constitue un des plus importants inconvénients du format de modulation OFDM. Le problème majeur réside dans les composants des liaisons de transmissions optiques comme la fibre optique et le SOA pouvant devenir non linéaires aux fortes puissances du signal.

Un PAPR élevé peut en effet saturer le gain du SOA en l'amenant dans une zone de fonctionnement non linéaire. Une façon d'éviter une forte distorsion d'un signal OFDM à PAPR élevé est d'opérer très loin de la puissance de saturation de l'amplificateur optique mais cela réduit significativement la plage des puissances d'entrée du SOA. D'autres méthodes sont utilisées pour atténuer le PAPR élevé en OFDM comme l'écrtage et le codage du signal original OFDM avant de le transmettre dans la liaison de communication [87], [88].

2.7.2 Principe d'une liaison CO-OFDM

Un système CO-OFDM générique est illustré dans la figure 2-40. Comme le montre la figure, il peut être divisé en cinq blocs fonctionnels : (1) émetteur OFDM, (2) modulateur optique IQ, (3) canal optique, (4) démodulateur optique IQ cohérent, et (5) récepteur OFDM. Nous allons expliquer chaque bloc en détail dans la suite.

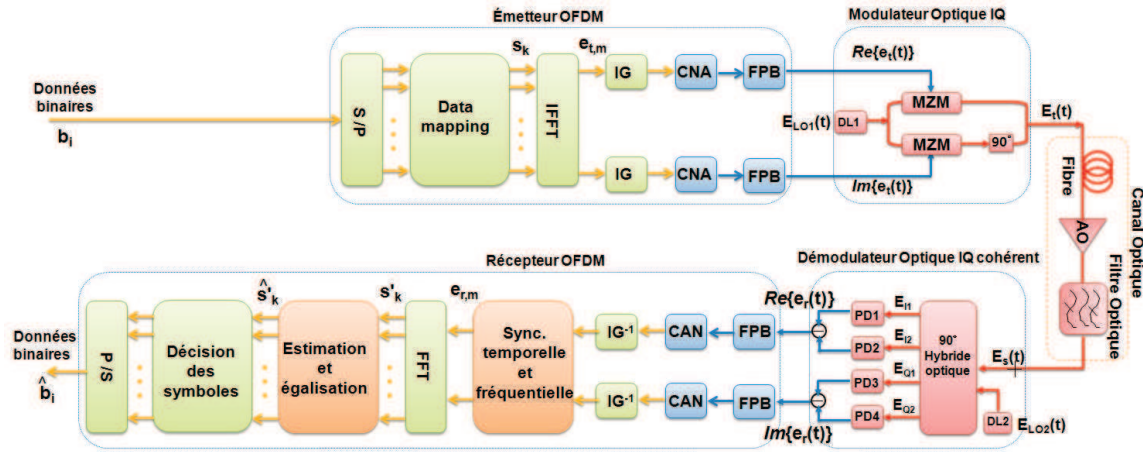


Figure 2-40 : Un système CO-OFDM générique. S/P : Série-Parallèle ; IG : Intervalle de Garde ; P/S : Parallèle-Série ; DL : Diode Laser ; MZM : Modulateur Mach-Zehnder ; AO : Amplificateur Optique ; PD : Photodiode ; CNA : Convertisseur Numérique Analogique ; CAN : Convertisseur Analogique Numérique.

2.7.2.1 Émetteur OFDM

Un émetteur OFDM est constitué d'un convertisseur série-parallèle, d'un module de mise en correspondance des données (*data mapping*), d'un bloc IFFT, d'un additionneur de préfixe cyclique, d'un convertisseur parallèle-série, de convertisseurs numérique-analogique (CNA) et de filtres de réjection d'image.

La séquence de bits séries b_k ($0 \leq k \leq N-1$) en entrée est d'abord convertie en une séquence parallèle puis est mise en correspondance avec les symboles appropriés s_k . Généralement, une modulation M-QAM est utilisée pour cartographier les bits en symboles. Par la suite N sous-porteuses sont modulées par les symboles correspondant en utilisant une IFFT pour créer les N échantillons temporels $e_{t,m}$. Le préfixe cyclique est ensuite ajouté au signal. Enfin, le signal étendu est converti en une séquence série suivie par un CNA pour obtenir un signal analogique comprenant partie réelle et partie imaginaire. Deux filtres passe-bas anti-repliement sont utilisés pour rejeter les images générées par l'IFFT et pour réduire la bande passante électrique requise.

2.7.2.2 Modulateur optique IQ

Dans le système de transmission CO-OFDM, les parties réelle et imaginaire du signal OFDM complexe sont directement converties de la bande de base dans le domaine optique en utilisant un modulateur optique IQ. En reprenant le formalisme développé précédemment, il s'agit mathématiquement parlant d'injecter $e_t(t)$ donné par (2.47) dans l'équation (2.9) afin d'exprimer le signal OFDM en sortie du modulateur optique.

Le fonctionnement linéaire du modulateur (point d'intensité nulle) est crucial dans les systèmes CO-OFDM, parce que toute paire de sous-porteuses peut générer des produits d'intermodulation de deuxième et troisième d'ordre, en raison de la non-linéarité du modulateur, et déformer le signal.

2.7.2.3 Canal optique

Le canal optique comprend des fibres, des amplificateurs, des filtres optiques, etc. Le signal propagé dans une liaison de transmission optique souffre des imperfections linéaires du canal comme l'atténuation, la CD et la PMD. En outre, le bruit généré par les éléments du canal est ajouté au signal et réduit le rapport signal sur bruit. La source principale de bruit est l'ASE générée par les amplificateurs optiques.

En plus des imperfections linéaires, les effets non-linéaires ont également un impact sur la performance du signal optique. Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, l'objectif principal du système CO-OFDM est de construire un système de transformation linéaire. Par conséquent, l'investigation sur les propriétés non-linéaires d'une liaison de transmission CO-OFDM et leur impact sur le signal OFDM est très important. Plusieurs études ont été réalisées sur l'impact des non-linéarités de la fibre optique [89]-[91]. Dans ce travail de recherche, nous nous concentrons sur les influences de l'amplification par des SOA sur un signal optique OFDM.

2.7.2.4 Démodulateur optique IQ cohérent

Les principaux objectifs de la détection cohérente sont la récupération linéaire des parties réelle et imaginaire du signal entrant et la suppression du bruit commun aux deux voies, comme il a été expliqué dans la section 2.5.3.

2.7.2.5 Récepteur OFDM

Au niveau du récepteur OFDM, le processus inverse du codeur OFDM est effectué pour extraire les symboles transmis. Le signal analogique reçu est d'abord échantillonné avec un convertisseur analogique-numérique (CAN). Ensuite, le signal échantillonné doit être synchronisé en temps et en fréquence avant de faire la DFT. En supposant une synchronisation temporelle (de la fenêtre DFT) et fréquentielle ($\Delta\omega=0$) réussies et une puissance de l'oscillateur locale constante, à partir de l'équation (2.37) et aussi l'équation (2.45), le symbole d'information reçu est obtenu par :

$$\begin{aligned}
 s'_k &= DFT(e_{r,m}) \\
 &= \sum_{m=1}^N e_{r,m} e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \\
 &= \sum_{m=1}^N \left\{ 2\sqrt{P_r} |E_{LO2}| \left(e_t \left(m \frac{T_s}{N} \right) \otimes h \left(m \frac{T_s}{N} \right) \right) e^{j(\Delta\varphi - \varphi_D)} \right. \\
 &\quad \left. + 2E_{LO2}^* E_{ASE} \left(m \frac{T_s}{N} \right) + i_{n,I} \left(m \frac{T_s}{N} \right) + j i_{n,Q} \left(m \frac{T_s}{N} \right) \right\} e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \\
 &= (2\sqrt{P_r} |E_{LO2}| e^{j(\Delta\varphi - \varphi_D)}) \sum_{m=1}^N e_t \left(m \frac{T_s}{N} \right) e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \sum_{m=1}^N h \left(m \frac{T_s}{N} \right) e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \quad (2.51) \\
 &\quad + \sum_{m=1}^N \left\{ (2E_{LO2}^*) E_{ASE} \left(m \frac{T_s}{N} \right) \right\} e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \\
 &\quad + \sum_{m=1}^N \left\{ i_{n,I} \left(m \frac{T_s}{N} \right) + j \cdot i_{n,Q} \left(m \frac{T_s}{N} \right) \right\} e^{-j2\pi \frac{k,m}{N}} \\
 &= (2\sqrt{P_r} |E_{LO2}| e^{j(\Delta\varphi - \varphi_D)}) DFT(e_{t,m}) DFT(h_m) + DFT(i_{ASE,m}) \\
 &\quad + DFT(i_{n,m}) = \eta_0 e^{j\varphi} s_k h_k + I_{ASE,k} + I_{n,k}
 \end{aligned}$$

où $\varphi = \Delta\varphi - \varphi_D$ est l'erreur de phase commune (CPE : *common phase error*) dû à une différence de phase entre le laser de l'émetteur et du récepteur $\Delta\varphi$ et au retard sur la liaison optique φ_D . h_k est la réponse fréquentielle du canal pour la k -ième sous-porteuse, $I_{ASE,k}$ est le bruit dû à l'ASE et $I_{n,k}$ représente le bruit total dû aux bruits de grenaille et thermique des photodiodes pour la sous-porteuse k . L'étape d'égalisation du canal consiste à estimer φ et h_k . La valeur estimée de s'_k (\hat{s}_k) peut être obtenue par [33] :

$$\hat{s}_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2} \cdot e^{-j\varphi} \cdot s'_k \quad (2.52)$$

où φ et h_k sont estimés en utilisant les sous-porteuses pilotes ou les symboles pilotes insérés dans le signal OFDM. Ainsi, une seule étape de calcul permet d'égaliser la réponse du canal et de corriger les erreurs sur les symboles reçus.

2.8 Conclusion

Nous avons présenté, au cours de ce chapitre, les différents éléments d'un système de transmission optique cohérente, de l'émetteur au récepteur. Nous avons dressé un bilan des différentes sources de bruit, des principaux paramètres affectant le canal optique constitué de la fibre et du SOA. Nous avons défini les critères utilisés pour qualifier la qualité des systèmes de transmission comme l'EVM et le BER. Nous avons montré l'intérêt d'utiliser des SOA, comme boosters et préamplificateurs, pour compenser les atténuations de plusieurs étapes de la modulation et de la démodulation ainsi que comme amplificateur en ligne large bande.

Nous avons également passé en revue plusieurs formats de modulations avancés telles que DB, DQPSK, PDM-QPSK et PDM 16-QAM utilisés dans les systèmes de communications optiques et décrit brièvement leurs avantages et leurs limites.

Nous avons détaillé le principe de la technique de modulation CO-OFDM ayant l'avantage de pouvoir compenser les imperfections linéaires du canal (CD et PMD) qui contribuent à limiter les systèmes de transmissions optiques à très haut débit.

Nous nous sommes efforcés de développer une description analytique de la chaîne de transmission, en décrivant d'abord le comportement des éléments principaux (modulateur cohérent, démodulateur cohérent) et également la technique OFDM. Ceci nous a permis d'identifier les principaux paramètres d'une transmission CO-OFDM.

3 SIMULATION D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION CO-OFDM AMPLIFIÉE PAR DES SOA

3.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédent l'ensemble d'une chaîne de transmission CO-OFDM. Nous avons aussi évoqué la potentialité des SOA pour les futurs réseaux optiques, notamment en raison de leur large bande passante optique. Nous développons donc dans ce chapitre la mise en place d'une plateforme de simulation de cette chaîne de transmission en présence d'amplification optique à base de SOA.

Dans ce cadre, nous avons comme premier objectif de disposer d'un modèle de SOA qui prenne en compte toutes ses non-linéarités et tous les phénomènes dynamiques lents et rapides afin d'obtenir avec précision l'influence de chaque paramètre du SOA sur les performances d'un système de transmission CO-OFDM. De nombreuses études ont été menées avec pour objectif de simuler précisément les comportements statique et dynamique de ce composant. Aujourd'hui, différentes méthodes de modélisation du SOA sont disponibles dans la littérature [92]-[98]. Le modèle de SOA utilisé dans cette étude est un modèle temporel large bande proposé lors de la thèse de *P. Morel* [47], [99]. Ce modèle a été renforcé dans le cadre de notre travail par la prise en compte, en plus des effets non-linéaires comme la saturation, la modulation croisée du gain (XGM) et de la phase (XPM), de deux effets non-linéaires : le couplage phase-amplitude et le mélange à quatre ondes (FWM) qui sont primordiaux pour des transmissions multi-porteuses. Nous avons comme deuxième objectif la mise en place d'une plateforme de simulation système permettant la transmission de formats de modulation avancés en lien avec une chaîne de transmission expérimentale.

Nous présentons d'abord le principe de notre technique de simulation numérique des SOA. Le modèle complet d'un système CO-OFDM est ensuite donné. Par la suite, nous présentons l'outil de co-simulation développé pour cette étude qui intègre notre modèle de SOA, implémenté dans le logiciel de simulation ADS d'Agilent Technologies, dans le système CO-OFDM, construit dans le logiciel VPITransmissionMakerTM. La figure 3-1 montre le schéma de principe de cette co-simulation.

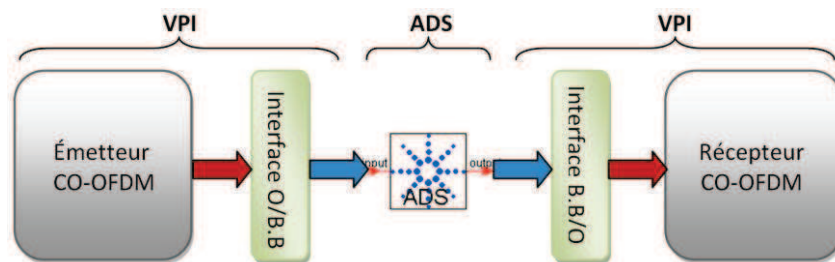


Figure 3-1 : Schéma de principe de la co-simulation VPI-ADS d'un système de transmission CO-OFDM. O/B.B : optique-bande de base.

3.2 Modélisation des SOA

La modélisation des SOA est une phase nécessaire pour bien rendre compte de son comportement et s'adapter au plus grand nombre de ses applications possibles. Le modèle de SOA utilisé dans cette étude est un modèle temporel large bande réalisé dans le domaine dit « en bande de base ». Il permet de simuler tous les effets des non-linéarités du SOA comme SGM, XGM, SPM, XPM, couplage phase-amplitude, FWM et compression du gain. La modélisation a été effectuée sur de larges plages de variation de la puissance optique incidente, de la longueur d'onde du signal optique incident et du courant électrique de polarisation.

La zone active du SOA est divisée en plusieurs sections de calcul suivant l'axe de propagation du signal optique. Cela permet de facilement décrire la propagation du champ optique en utilisant l'équation de la propagation de l'enveloppe du champ optique. La figure 3-2 montre un SOA de longueur L divisé en M sections de calcul entre ses deux facettes externes. L est la longueur totale de la région active et L_s est la longueur d'une section de calcul. Les signes $+$ et $-$ correspondent aux sens de propagation, respectivement selon les z croissants et les z décroissants. N_k représente la densité de porteurs dans la k -ième section de calcul. Les pertes de couplage entre la fibre optique et la zone active du SOA valent p_g^\pm à gauche et p_d^\pm à droite. R_g et R_d représentent la réflectivité en puissance des facettes gauche et droite du SOA respectivement. Nous supposons que le signal et l'ASE (émission spontanée amplifiée) se déplacent d'une section de calcul à l'autre sans aucune réflexion. Dans chaque section de calcul, on détermine la densité de porteurs, le champ du signal optique et l'intensité de l'ASE.

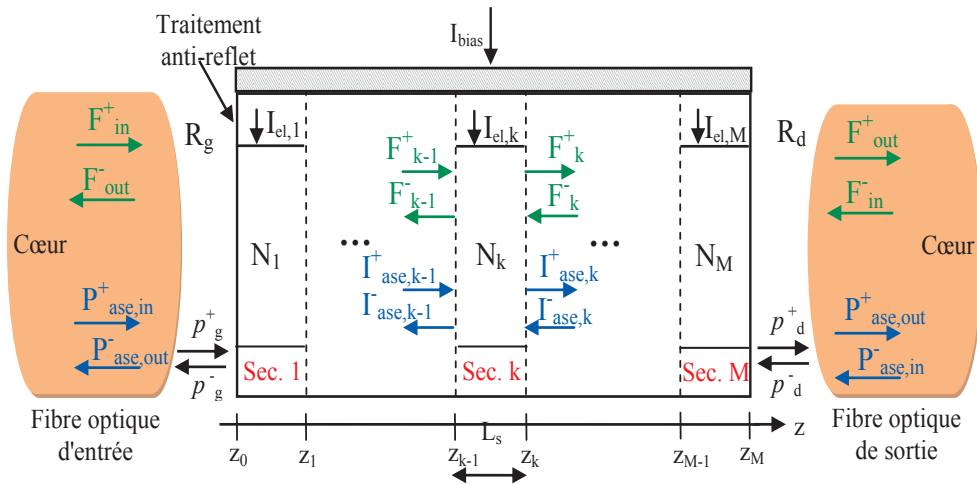


Figure 3-2 : Principe du découpage en M sections de calcul de la cavité du SOA.

Pour les facettes de sortie en z_0 et z_M , les signaux d'entrée dans la zone active du SOA peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{aligned}
 F^+_0(t) &= \left(1 - \sqrt{R_g}\right) \sqrt{\frac{\Gamma p^+_g}{wd}} F^+_{in}(t) + \sqrt{R_g} F^-_0(t) \\
 I^+_{ase,0}(t) &= (1 - R_g) \frac{\Gamma p^+_g}{wd} P^+_{ase,in}(t) + R_g I^-_{ase,0}(t) \\
 F^-_M(t) &= \left(1 - \sqrt{R_d}\right) \sqrt{\frac{\Gamma p^-_d}{wd}} F^-_{in}(t) + \sqrt{R_d} F^+_M(t) \\
 I^-_{ase,M}(t) &= (1 - R_d) \frac{\Gamma p^-_d}{wd} P^-_{ase,in}(t) + R_d I^+_{ase,M}(t)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

F^\pm_{in} et F^\pm_{out} sont respectivement l'enveloppe du champ optique d'entrée et de sortie de la zone active du SOA sur les facettes de gauche et de droite. De même, P^\pm_{in} et P^\pm_{out} sont respectivement la puissance d'ASE à l'entrée et à la sortie de la zone active. F^+_{k-1} et $I^+_{ase,k-1}$ représentent respectivement l'enveloppe du champ optique et l'intensité de l'ASE à l'entrée de la section k, se propageant dans la direction +. De même, F^-_k et $I^-_{ase,k}$ se propagent dans le sens inverse. Γ est le facteur de confinement optique du mode dans la couche active de largeur w et d'épaisseur d .

De la même manière, les signaux sortant des deux facettes pour les champs de signal amplifié et la puissance de l'ASE peuvent être écrits comme suit :

$$\begin{aligned}
 F^-_{out}(t) &= \left(1 + \sqrt{R_g}\right) \sqrt{\frac{wdp^-_g}{\Gamma}} F^-_0(t) - \sqrt{R_g p^+_g p^-_g} F^+_{in}(t) \\
 P^-_{ase,out}(t) &= (1 + R_g) \frac{wdp^-_g}{\Gamma} I^-_{ase,0}(t) - R_g p^+_g p^-_g P^+_{ase,in}(t) \\
 F^+_{out}(t) &= \left(1 + \sqrt{R_d}\right) \sqrt{\frac{wdp^+_d}{\Gamma}} F^+_M(t) - \sqrt{R_d p^+_d p^-_d} F^-_{in}(t) \\
 P^+_{ase,out}(t) &= (1 + R_d) \frac{wdp^+_d}{\Gamma} I^+_{ase,M}(t) - R_d p^+_d p^-_d P^-_{ase,in}(t)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.2.1 Propagation des signaux optiques dans une section de calcul

L'équation suivante décrit en bande de base la propagation du champ des signaux optiques dans le SOA en termes d'opérateurs liés au matériau agissant sur le champ optique [99] :

$$\begin{cases}
 F^+_k(t) = \left[e^{-i\kappa^{(0)}_{N_k, \omega_i} L_s} \right] \left[e^{-i\kappa^{(1)}_{N_k, \omega_i} L_s \frac{d}{dt}} \right] \left[e^{-i\kappa^{(2)}_{N_k, \omega_i} \frac{L_s d^2}{2 dt^2}} \right] (F^+_{k-1}(t)) \\
 F^-_{k-1}(t) = \left[e^{-i\kappa^{(0)}_{N_k, \omega_i} L_s} \right] \left[e^{-i\kappa^{(1)}_{N_k, \omega_i} L_s \frac{d}{dt}} \right] \left[e^{-i\kappa^{(2)}_{N_k, \omega_i} \frac{L_s d^2}{2 dt^2}} \right] (F^-_k(t))
 \end{cases} \tag{3.3}$$

Le vecteur d'onde $\kappa(N_k, \omega_i)$, où N_k est la densité de porteurs dans la k-ième section de calcul et ω_i est la pulsation du signal optique, décrit l'effet du milieu sur la phase et l'amplitude des ondes

électromagnétiques. Il est une fonction de l'indice de réfraction et du gain net du milieu. Les différents ordres de $\kappa(N_k, \omega_i)$ peuvent être donnés selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned}\kappa_{N_k, \omega_i}^{(0)} &= \kappa(N_k, \omega_i) = \frac{\omega_i}{c} n_{eq}(N_k, \omega_i) + \frac{i}{2} g_n(N_k, \omega_i) \\ \kappa_{N_k, \omega_i}^{(1)} &= \frac{n_g(N_k, \omega_i)}{c} + \frac{i}{2} \frac{dg_n(N_k, \omega)}{d\omega} \Big|_{\omega_i} \\ \kappa_{N_k, \omega_i}^{(2)} &= \frac{1}{c} \frac{dn_g(N_k, \omega)}{d\omega} \Big|_{\omega_i} + \frac{i}{2} \frac{d^2 g_n(N_k, \omega)}{d\omega^2} \Big|_{\omega_i}\end{aligned}\quad (3.4)$$

où $n_{eq}(N_k, \omega_i)$, $n_g(N_k, \omega_i)$ et $g_n(N_k, \omega_i)$ sont respectivement l'indice de réfraction équivalent du mode guidé, l'indice de groupe et le gain net de la k -ième section. $\kappa_{N_k, \omega_i}^{(0)}$ décrit le déphasage et le gain statique $\kappa_{N_k, \omega_i}^{(1)}$ et $\kappa_{N_k, \omega_i}^{(2)}$ décrivent respectivement le retard de groupe et la dispersion spectrale. Dans ce qui suit, nous substituons, pour quelques équations, ω_i avec λ ($\omega_i = (2\pi c)/\lambda$). L'indice de réfraction peut être linéarisé suivant la densité de porteurs et la longueur d'onde par l'équation suivante :

$$n_{eq}(N_k, \lambda) = n_{eq0} + \frac{\partial n_{eq}}{\partial N_k} (N_k - N_0) + \frac{\partial n_{eq}}{\partial \lambda} (\lambda - \lambda_0) \quad (3.5)$$

L'indice de groupe peut être dérivé de la définition de l'indice réfraction équivalent grâce à la relation suivante :

$$n_g(N_k, \omega_i) = n_{eq}(N_k, \omega_i) + \omega \frac{\partial n_{eq}(N_k, \omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega_i} \quad (3.6)$$

Le gain net, qui est défini par la différence entre le gain matériau $g_m(N_k, \lambda)$ et les pertes du guide $\alpha(N_k, \lambda)$, est donné par la relation suivante :

$$g_n(N_k, \lambda) = \Gamma(N_k, \lambda) g_m(N_k, \lambda) - \alpha(N_k, \lambda) \quad (3.7)$$

N_0 est la densité de porteurs à la transparence et λ_0 représente la longueur d'onde au pic de gain pour $N = N_0$. Le gain matériau est défini par :

$$g_m(N_k, \lambda) = \begin{cases} \frac{3g_p(N_k)(\lambda - \lambda_z(N_k))^2}{(\lambda_z(N_k) - \lambda_p(N_k))^2} + \frac{2g_p(N_k)(\lambda - \lambda_z(N_k))^3}{(\lambda_z(N_k) - \lambda_p(N_k))^3} & \text{si } \lambda \leq \lambda_z(N_k) \\ 0 & \text{si } \lambda > \lambda_z(N_k) \end{cases} \quad (3.8)$$

avec

$$\begin{cases} g_p(N_k) = a_0(N_k - N_0) + a_0 a_1 N_0 e^{\frac{N_k}{N_0}} \\ \lambda_p(N_k) = \lambda_0 + b_0(N_k - N_0) + b_1(N_k - N_0)^2 \\ \lambda_z(N_k) = \lambda_{z0} + z_0(N_k - N_0) + z_1(N_k - N_0)^2 \end{cases} \quad (3.9)$$

$\lambda_p(N_k)$ est la longueur d'onde du pic de gain $g_p(N_k)$ et $\lambda_z(N_k)$ est la longueur d'onde de transparence du gain matériau liée à la bande interdite.

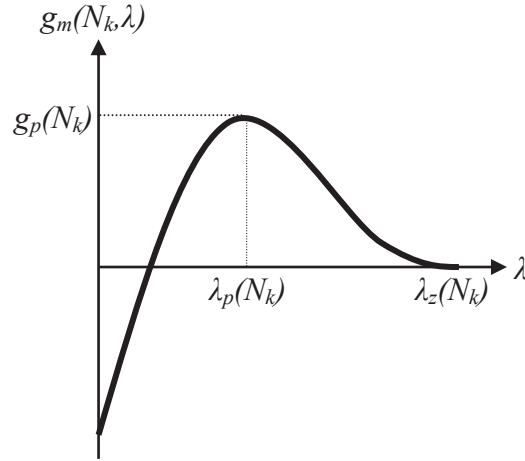


Figure 3-3 : Fonction définissant le gain matériau $g_m(N_k, \lambda)$.

$\Gamma(N_k, \lambda)$ est le facteur de confinement. Il a une dépendance linéaire à N et λ . L'équation de $\Gamma(N_k, \lambda)$ peut être donnée par la formule suivante :

$$\Gamma(N_k, \lambda) = \Gamma_0 + \Gamma_N(N_k - N_0) + \Gamma_\lambda(\lambda - \lambda_0) \quad (3.10)$$

où Γ_0 est le facteur de confinement de référence déterminé à $N = N_0$ et $\lambda = \lambda_0$. Γ_N et Γ_λ sont des constantes liées à la variation du facteur de confinement en fonction de la densité de porteurs et de la longueur d'onde. Les pertes dans les SOA sont définies comme suit :

$$\alpha(N_k, \lambda) = \Gamma(N_k, \lambda)\alpha_a(N_k, \lambda) + (1 - \Gamma(N_k, \lambda))\alpha_c + \alpha_s \quad (3.11)$$

où les pertes dans la zone active α_a dépendent linéairement de la densité de porteurs et de la longueur d'onde :

$$\alpha_a(N_k, \lambda) = \alpha_0 + \alpha_N(N_k - N_0) + \alpha_\lambda(\lambda - \lambda_0) \quad (3.12)$$

avec :

- α_0 : pertes à $N = N_0$ et $\lambda = \lambda_0$ dans la zone active
- α_N : pertes différentielles en fonction de N dans la zone active
- α_λ : variation spectrale des pertes dans la zone active
- α_c : pertes dans les couches de confinement
- α_s : pertes dues aux défauts opto-géométriques

3.2.2 Compression du gain

Le SOA a une dynamique de gain rapide en raison des effets transitoires interbandes ($\propto ns$), comme la récupération de la densité des porteurs, et des effets intrabandes ($\propto ps$), comme CH et SHB. L'apparition de chaque effet dépend de la vitesse de changement des signaux appliqués au SOA. La modélisation des effets intrabandes dans notre modèle de SOA est faite par la définition du coefficient de compression du gain ϵ_i . Il a un impact sur l'amplitude et la phase du signal optique amplifié et la puissance d'émission spontanée amplifiée. La compression du gain matériau peut être définie par l'expression suivante :

$$g_{m,comp}(N, \lambda) = \frac{g_m(N, \lambda)}{1 + \sum_{i=1}^{M_{sig}} \epsilon_i S_i} \quad (3.13)$$

où S_i est la densité de photons du signal optique à la longueur d'onde λ_i .

3.2.3 Émission spontanée amplifiée (ASE)

L'ASE est l'un des principaux phénomènes qui pénalise les performances d'un SOA. Lorsque la puissance du signal est faible l'ASE se renforce et dégrade le rapport signal à bruit (SNR : *signal to noise ratio*). L'augmentation de la puissance du signal entraîne une diminution de la puissance de l'ASE et par conséquent une amélioration du SNR. Dans notre modèle, l'ASE est considérée comme une intensité de saturation. Les équations ci-dessous présentent les équations de propagation de l'intensité de l'ASE dans les deux directions + et - :

$$\begin{cases} I_{ase,k}^+ = e^{g_n(N_k, \lambda_{ase})L_s} I_{ase,k-1}^+ + I_{sp}(N_k, \lambda_{ase}) \\ I_{ase,k-1}^- = e^{g_n(N_k, \lambda_{ase})L_s} I_{ase,k}^- + I_{sp}(N_k, \lambda_{ase}) \end{cases} \quad (3.14)$$

où I_{sp} représente l'émission spontanée générée dans une section donnée par :

$$I_{sp}(N_k, \lambda_{ase}) = \frac{\Gamma(N_k, \lambda_{ase})}{wd} \frac{hc}{\lambda_{ase}} r_{sp}(N_k, \lambda_{ase}) \frac{e^{g_n(N_k, \lambda_{ase})L_s} - 1}{g_n(N_k, \lambda_{ase})} \quad (3.15)$$

où $r_{sp}(N_k, \lambda_{ase})$ est le taux d'émission spontanée de la section k qui est exprimé en fonction du coefficient du gain matériau [47].

3.2.4 Équation d'évolution des porteurs

Ici, nous donnons l'équation d'évolution des porteurs qui décrit la dynamique des porteurs dans la k -ième section N_k .

La densité de porteurs est calculée en fonction du courant électrique injecté dans la k -ième section de calcul $I_{bias,k}$, des taux de recombinaisons non stimulées $R_{nst,k}$, des taux de recombinaisons stimulées dus aux signaux optiques injectés, $R_{sig,k}$ et du taux de recombinaisons dû à l'émission spontanée amplifiée $R_{ase,k}$. Cette densité pour la section k est donnée par :

$$\frac{dN_k}{dt} = \frac{I_{el,k}}{q_e L_s w d} - R_{sig,k}(N_k) - R_{ase,k}(N_k) - R_{nst,k}(N_k) \quad (3.16)$$

où q_e est la valeur absolue de la charge de l'électron. $R_{sig,k}$ est le taux de recombinaisons dues aux M_{sig} signaux se propageant dans la section k et est donné par :

$$\begin{aligned} R_{sig,k}(N_k) &= \sum_{i=1}^{M_{sig}} R_{sig,k}(N_k, \omega_i) \\ &\approx \sum_{i=1}^{M_{sig}} \frac{g_m(N_k, \omega_i)}{\hbar \omega_i} \frac{e^{g_n(N_k, \omega_i) L_s}}{g_n(N_k, \omega_i) L_s} \left(|F_{k-1,i}^+|^2 \right. \\ &\quad \left. + |F_{k,i}^-|^2 \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

où ω_i est la pulsation du i -ième signal. $S_{k,i}$ est la densité de photons du signal optique à la longueur d'onde λ_i pour chaque abscisse z de la section de calcul k et il est lié au taux de recombinaisons par $S_{k,i} = R_{sig,k} / v_g g_m$, où v_g représente la vitesse de groupe.

Le taux de recombinaisons dû à l'émission spontanée amplifiée est déterminé en prenant en compte la dépendance spectrale de l'ASE. Il est réalisé en définissant M_{ase} pseudo-modes. Les pseudo-modes prennent en compte le spectre entier de l'émission spontanée amplifiée. Leur nombre dépend de la précision requise pour le calcul numérique. $R_{ase,k}$ dû aux M_{ase} pseudo-modes dans chaque section est calculé comme suit :

$$R_{ase,k}(N_k) = \sum_{j=1}^{M_{ase}} R_{ase,k}(N_k, \omega_j) \quad (3.18)$$

où $R_{ase,k}(N_k, \omega_j)$ est le taux de recombinaisons dû à un seul pseudo-mode, à la pulsation ω_j , donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} &R_{ase,k}(N_k, \omega_j) \\ &= \frac{g_m(N_k, \omega_j)}{\hbar \omega_j} \frac{e^{g_n(N_k, \omega_j) L_s} - 1}{g_n(N_k, \omega_j) L_s} (I_{ase,k-1}^+ + I_{ase,k}^-) \\ &\quad + 2g_m(N_k, \omega_j) \frac{\Gamma(N_k, \omega_j)}{wd} \frac{e^{g_n(N_k, \omega_j) L_s} - g_n(N_k, \omega_j) - 1}{(g_n(N_k, \omega_j))^2 L_s} r_{sp}(N_k, \omega_j) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Pour le taux de recombinaisons non stimulées, nous utilisons l'expression bien connue :

$$R_{nst,k}(N_k) = A_{nr} N_k + B_{ns} N_k^2 + C_{Au} N_k^3 \quad (3.20)$$

où A_{nr} , B_{ns} et C_{Au} sont respectivement les coefficients de recombinaisons non radiatives, spontanées et par effet Auger.

3.2.5 Simulation numérique sous ADS

Afin d'effectuer la résolution des M équations différentielles, relatives aux M sections de calcul, nous utilisons un simulateur de circuits électroniques. Le circuit équivalent aux équations d'évolution est implémenté sous le logiciel ADSTM d'*Agilent Technologies*. Il permet d'effectuer plusieurs sortes de simulations telles que la simulation DC (*direct current*), AC (*alternating current*), temporelle (*transient*) et HB (*harmonic balance*). Dans notre cas, nous utilisons la simulation temporelle pour toutes les simulations.

Notre modèle de SOA a été validé pour plusieurs SOA [47]. Dans cette étude, nous simulons un SOA massif disponible au laboratoire (*INPHENIX-IPSAD1501*), ayant un gain optique de 19 dB à 200 mA et dont le pic de gain se situe à 1510 nm (Annexe-A). Les paramètres du modèle sont donnés en Annexe-B.

3.3 Simulation et validation expérimentale des principaux paramètres du SOA

Dans cette partie, nous donnons les résultats de principaux paramètres du SOA par simulation et par mesure.

3.3.1 Gain optique

Le gain optique G d'un SOA de longueur L peut être obtenu en calculant le rapport de la puissance optique de sortie P_{out} sur la puissance optique d'entrée P_{in} . En pratique, nous mesurons le gain optique fibre à fibre, y compris les pertes de couplage p_g et p_d (en supposant les pertes identiques suivant le sens de propagation). Par conséquent, pour calculer le gain composant, il faut prendre en compte ces pertes en multipliant le gain strictement lié à la propagation dans le SOA par elles :

$$G = p_g p_d e^{g_n(N,\lambda)L} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.21)$$

Le gain en dB est défini comme $G_{dB} = 10 \log_{10} G$. La validation statique de notre modèle a été faite dans de précédents travaux [47]. La figure 3-4 représente le gain optique simulé et mesuré en fonction de la longueur d'onde obtenu pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.

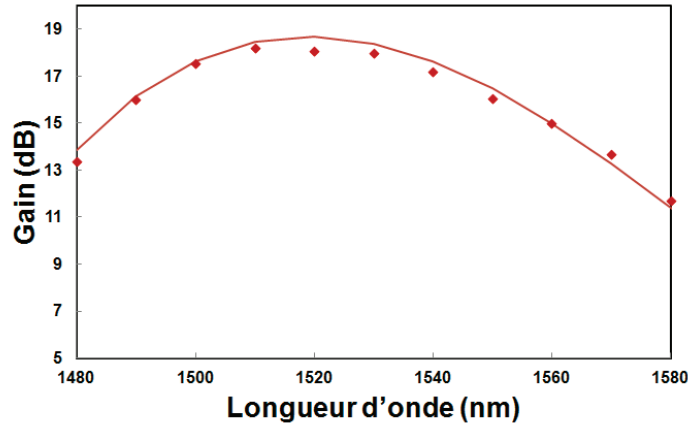


Figure 3-4 : Mesures (points) et simulations (trait continu) du gain optique en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.

3.3.2 Puissance de saturation

La puissance de saturation est l'un des paramètres principaux des SOA qui est généralement utilisé pour indiquer la limite supérieure de l'amplification linéaire du SOA. Idéalement, elle devrait être aussi large que possible. La puissance de saturation est définie soit

en fonction de la puissance d'entrée soit en fonction de la puissance de sortie. Elle correspond à la puissance à laquelle le gain optique diminue de 3 dB. La puissance de saturation à la sortie peut être généralement exprimée par la formule suivante [48] :

$$P_{\text{sat,out}} = P_{\text{sat}} \ln(2) = \frac{h\nu \cdot wd}{\Gamma a_0 \tau} \ln(2) \quad (3.22)$$

où $h\nu$ est l'énergie d'un photon, a_0 le coefficient du gain différentiel et τ la durée de vie des porteurs. La figure 3-5 montre la puissance de saturation à l'entrée et à la sortie de notre SOA obtenue pour un courant de polarisation de 200 mA et une longueur d'onde de 1540 nm.

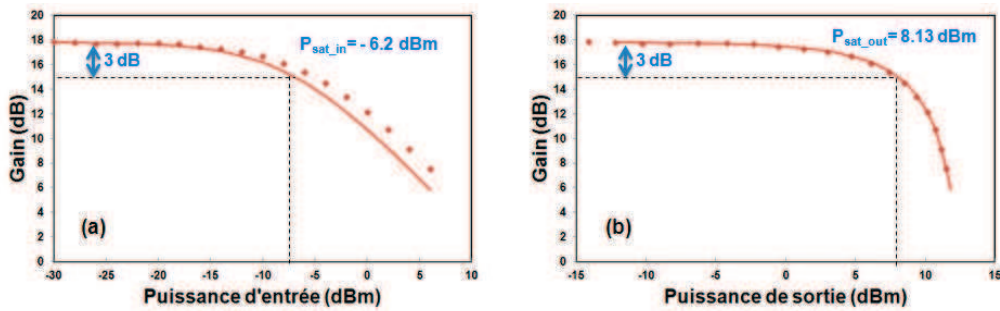


Figure 3-5 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de la puissance de saturation en fonction de (a) la puissance d'entrée et (b) la puissance de sortie du SOA. Le courant de polarisation est 200 mA et la longueur d'onde 1540 nm.

La puissance de saturation change avec la longueur d'onde. Il est très important de simuler correctement sa dépendance en longueur d'onde pour des simulations large bande. La figure 3-6 représente la puissance de saturation à la sortie $P_{\text{sat-out}}$ en fonction de la longueur d'onde, obtenue expérimentalement et numériquement pour notre SOA.

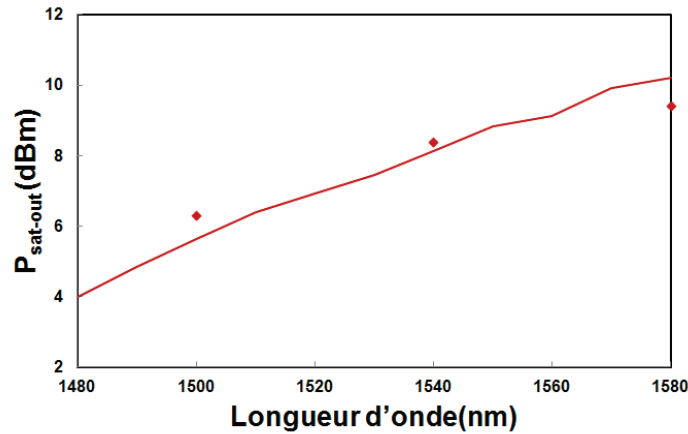


Figure 3-6 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de la puissance de saturation à la sortie du SOA en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.

3.3.3 Facteur de bruit

En électronique, les caractéristiques du bruit d'un amplificateur sont quantifiées par le facteur de bruit F . Le concept de facteur de bruit s'avère être très utile aussi en optique pour décrire les performances de bruit d'un système d'amplification. Le facteur de bruit d'un SOA peut être lié à la puissance de l'ASE (P_{ASE}) par l'expression suivante [59] :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{2P_{ASE}}{h\nu GB_0} + \frac{1}{G} \quad (3.23)$$

où G est le gain à la fréquence optique ν . B_0 représente la bande-passante optique de mesure de P_{ASE} . Dans le cadre de notre mesure, B_0 dépend de la résolution spectrale de l'analyseur de spectre optique $\Delta\lambda$ par $B_0 = c(\Delta\lambda / \lambda^2)$, où c représente la vitesse de la lumière dans le vide. Le NF (Noise Figure) en dB est lié au facteur de bruit F par $NF = 10 \log_{10} F$.

La figure 48 montre la variation du NF en fonction des puissances d'entrée et de sortie de SOA obtenu par simulation et par mesure pour un courant de polarisation de 200 mA et une longueur d'onde de 1540 nm.

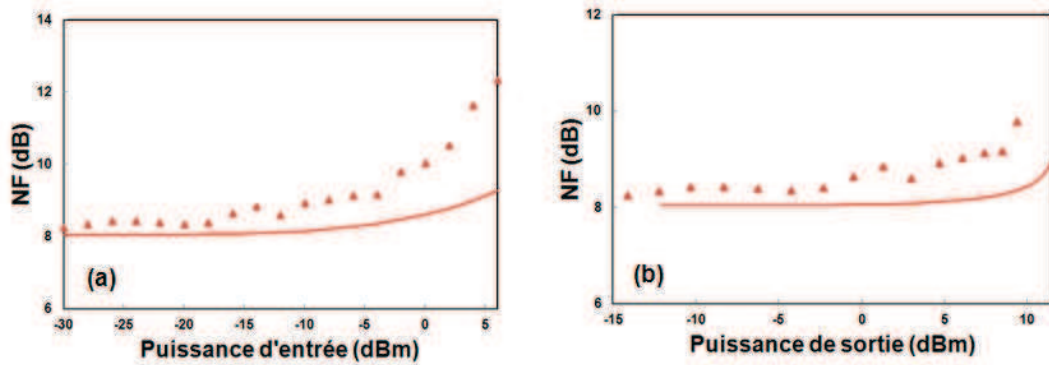


Figure 3-7 : Mesures (points) et simulations (traits continus) du NF en fonction de (a) la puissance d'entrée et (b) la puissance de sortie pour un courant de polarisation de 200 mA et une longueur d'onde de 1540 nm.

Nous remarquons à partir de la figure 3-7 que le NF se dégrade lorsque la puissance optique incidente dans le SOA est dans le régime de saturation.

Le NF a aussi été obtenu en fonction de la longueur d'onde du signal injecté (figure 3-8). Nous rappelons que le pic de gain de ce SOA est situé autour de 1510 nm.

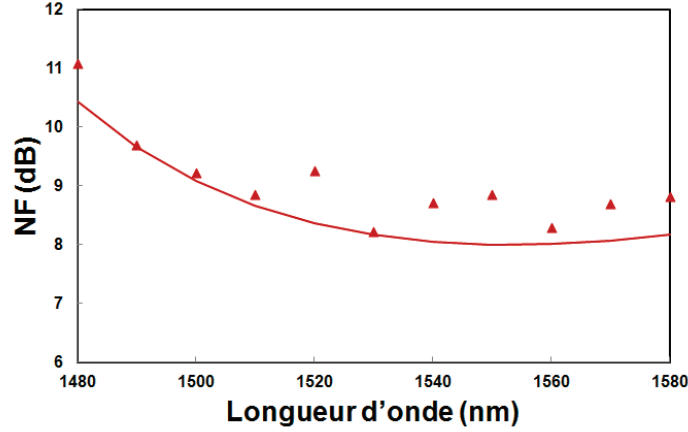


Figure 3-8 : Mesures (points) et simulations (traits continus) du NF en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.

3.3.4 Facteur de couplage phase-amplitude

Le facteur de couplage phase-amplitude α_H exprime le changement de l'indice de réfraction induit par un changement de la densité de porteurs lui-même provoqué par une variation d'amplitude d'un signal optique incident. Une modélisation large bande de α_H est essentielle, surtout lors de l'utilisation de formats de modulation avancés. α_H est supposé être une valeur constante dans de nombreux modèles, mais il varie considérablement avec la densité de porteurs et la longueur d'onde [100].

Dans un premier temps, nous décrivons la méthode utilisée afin de modéliser α_H . Dans un deuxième temps, le montage expérimental de caractérisation du α_H et la comparaison des résultats entre mesures et simulations sont présentés.

3.3.4.1 Modélisation

α_H matériau (α_H^{mat}) est généralement estimé à l'aide de l'indice de réfraction équivalent du mode guidé n_{eq} et du gain modal Γg_m et défini comme suit [100] :

$$\alpha_H^{\text{mat}}(N, \lambda) = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n_{\text{eq}}(N, \lambda)}{\partial N}}{\frac{\partial \Gamma(N, \lambda) g_m(N, \lambda)}{\partial N}} \quad (3.24)$$

$\partial \Gamma g_m / \partial N$ peut être calculée par dérivation numérique du gain net, donné dans (3.7), sans tenir compte des pertes. $\partial n_{\text{eq}} / \partial N$ est linéarisé et peut être écrite comme suit :

$$\frac{\partial n_{\text{eq}}}{\partial N} = \left. \frac{\partial n_{\text{eq}}}{\partial N} \right|_{\lambda_{\text{ref}}} + \left. \frac{\partial^2 n_{\text{eq}}}{\partial N \partial \lambda} \right|_{\lambda_{\text{ref}}} (\lambda - \lambda_{\text{ref}}) \quad (3.25)$$

où λ_{ref} est la longueur d'onde de référence. Les coefficients $\partial n_{\text{eq}} / \partial N|_{\lambda_{\text{ref}}}$ et $\partial^2 n_{\text{eq}} / \partial N \partial \lambda|_{\lambda_{\text{ref}}}$ sont proportionnels au coefficient de gain différentiel à travers α_H .

3.3.4.2 Validation expérimentale par la méthode de Devaux [101]

Pour vérifier la modélisation de α_H , nous utiliserons l'expression de α_H effectif défini comme le changement de la phase du signal par un changement du gain optique du SOA, soit $\alpha_H = -2 \Delta\phi / \ln(\Delta G)$. Nous utilisons cette définition parce que l'évaluation expérimentale des changements de phase est plus simple que celle des variations de l'indice de réfraction. Dans le reste de ce manuscrit, toutes les valeurs calculées et mesurées de α_H se réfèrent à α_H effectif.

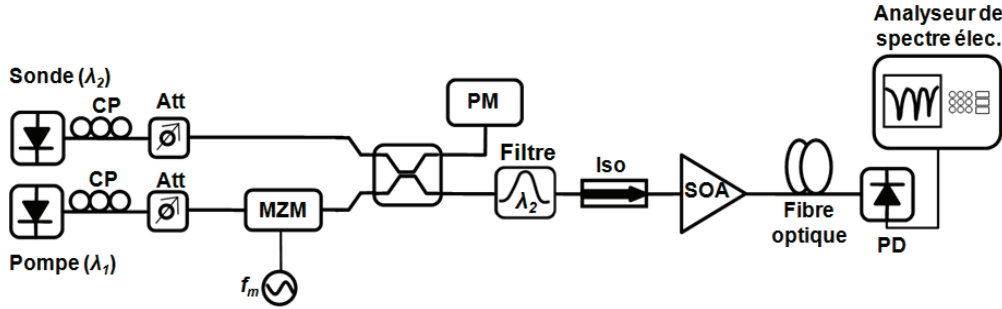


Figure 3-9 : Montage expérimental pour la mesure de α_H selon la méthode de la fibre dispersive. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; PD : photodiode ; PM : puissance-mètre.

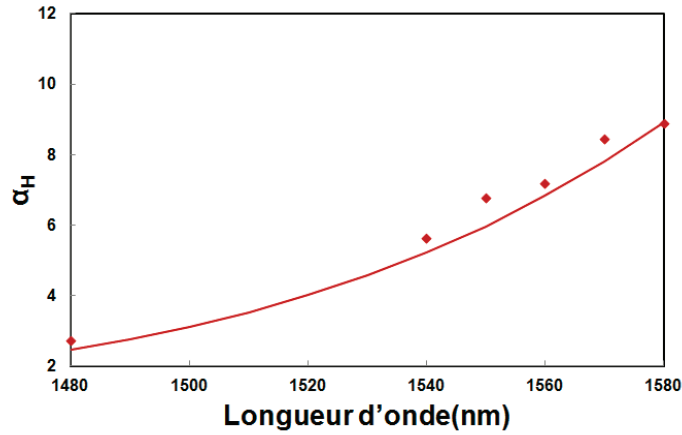


Figure 3-10 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de couplage phase-amplitude (α_H) en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.

α_H est mesuré par la méthode proposée par Devaux [101]. Il est obtenu à travers la réponse fréquentielle en petit signal d'un SOA et d'un milieu dispersif utilisés dans une configuration pompe-sonde, comme présenté sur la figure 3-9. Dans cette technique, un signal de pompe à forte puissance moyenne modulé en intensité et un signal de sonde continu (CW) de faible puissance sont injectés dans le SOA. Le signal de pompe est utilisé pour induire une modulation de gain dans le SOA. À la sortie de SOA, le signal sonde modulé se propage dans une fibre monomode dispersive de 80 kilomètres. Par ce moyen, le *chirp* induit par le couplage phase-amplitude est porté par le signal de sonde et le facteur α_H peut être aisément calculé à

partir des fréquences présentant de fortes extinctions dans la réponse mesurée à la sortie de la fibre [101].

Dans ce montage, la longueur d'onde du signal de pompe est fixée à 1531,5 nm et la puissance de la pompe est réglée à 0 dBm. La figure 3-10 montre les résultats de mesures et de simulations de α_H au sein de la bande passante de gain du SOA. Un bon accord est obtenu entre les deux résultats.

3.3.5 Réponses fréquentielles du gain et de la phase optique du SOA en présence d'une modulation d'intensité en petit signal

La variation de l'intensité des données modulées provoque des changements de la densité de porteurs qui induit une variation de gain et de phase dans le SOA. La capacité de notre modèle à simuler la dynamique des porteurs a été validée pour des ordres d'intermodulation élevés dans la thèse de *C. Bohémond* [102] et a été exploitée afin de réaliser un mélangeur tout-optique utilisant l'effet XGM dans le SOA. Dans cette thèse, nous confirmons à nouveau les réponses fréquentielles des SGM et XGM et nous présentons une technique pour mesurer la réponse fréquentielle de la variation de phase du champ optique en vue de déterminer les réponses fréquentielles du SPM et XPM. Ces réponses fréquentielles serviront à interpréter le comportement du SOA à haut débit en présence des modulations de phases et d'amplitudes.

3.3.5.1 Réponses fréquentielles en petit signal de l'auto-modulation du gain

Pour la mesure des réponses fréquentielles du gain du SOA, nous injectons une puissance moyenne issue d'un laser appelé laser pompe et modulée par un signal RF sinusoïdal de faible amplitude (condition petit signal) en suivant le montage expérimental présenté à la figure 3-11.

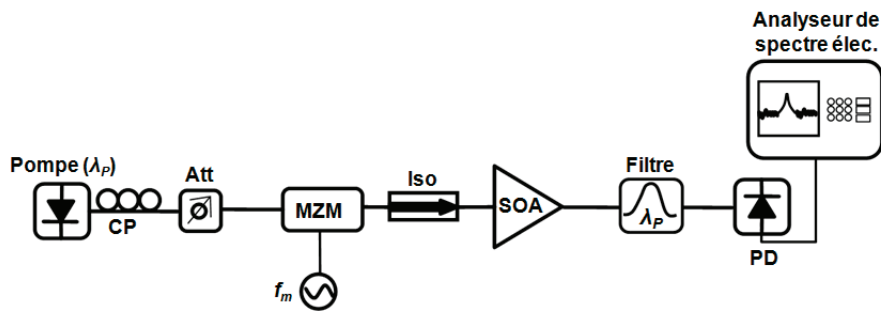


Figure 3-11 : Montage expérimental pour la mesure des réponses fréquentielles du gain du SOA.
 CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso :
 isolateur ; PD : photodiode.

La puissance moyenne de la pompe est -5 dBm. Nous obtenons les réponses dynamiques de puissance du SOA en fonction de la fréquence de modulation f_m sur un analyseur de spectre électrique après détection par une photodiode. Sur la figure 3-12 les résultats obtenus par simulation et par mesure montrent une réponse de type passe-haut pour la variation de la puissance. Toutes les valeurs sont normalisées par rapport à la première valeur obtenue sur la fréquence de 100 MHz. La fonction de transfert de ce type de réponse a été définie dans la thèse de *M. Amaya* [103] de la manière suivante :

$$\Delta G = G(1 - \rho) \frac{\left(1 + j\omega \frac{\tau_d}{(1 - \rho)}\right)}{(1 + j\omega \tau_d)} \quad 1 > \rho \geq 0 \quad (3.26)$$

où τ_d est la durée de vie différentielle des porteurs. ρ est une variable qui est liée au signal et aux paramètres du SOA par l'équation suivante :

$$\rho = \frac{\tau_d R_{\text{sig}}}{G} \frac{dG}{dN} \Big|_{\bar{N}} \quad (3.27)$$

où \bar{N} est la densité moyenne des porteurs dans la zone active du SOA à l'équilibre. Ce type de réponse possède deux fréquences de coupure : la fréquence la plus basse $f_{c,b} = (1 - \rho)/2\pi\tau_d$ et la fréquence la plus haute $f_{c,h} = 1/2\pi\tau_d$. Par ajustement des résultats obtenus avec cette fonction de transfert, nous trouvons $f_{c,b} = 500$ MHz et $f_{c,h} = 1,9$ GHz. Cet effet de filtrage passe-haut du SOA qui apparaît clairement en régime de saturation montre que l'effet d'auto-modulation du gain n'est plus présent à haute fréquence car la densité de porteurs a une réponse fréquentielle passe-bas et ne peut donc pas suivre les changements d'intensité du signal optique à ces fréquences.

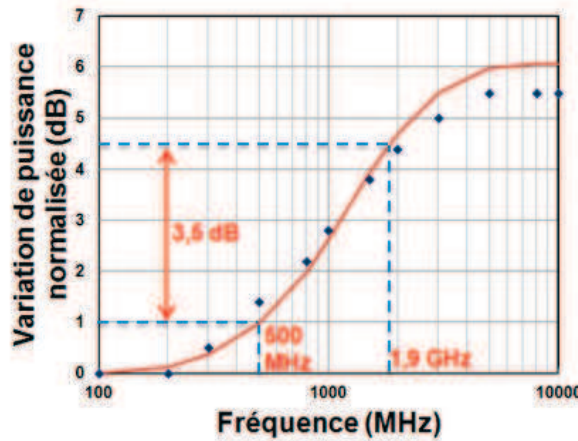


Figure 3-12 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) de la puissance en fonction de la fréquence de la modulation.

3.3.5.2 Réponses fréquentielles en petit signal de l'auto-modulation de la phase optique

En présence de la modulation d'intensité la phase du champ optique varie à cause du couplage amplitude-phase. La figure 3-13 représente un exemple de la simulation de la puissance et de la phase du signal optique à l'entrée et la sortie du SOA. La faible variation de la phase du signal (environ 2 degrés) à l'entrée du SOA est due au α_H non nul du modulateur MZM.

En pratique, la mesure de phase est délicate à réaliser. La détection de la phase du signal optique est possible à l'aide des techniques de détections linéaires, comme celles décrites dans la section 2.5. Pour nos mesures, nous employons un détecteur optique cohérent (*Agilent N4391A*) pour effectuer cette détection (figure 3-14).

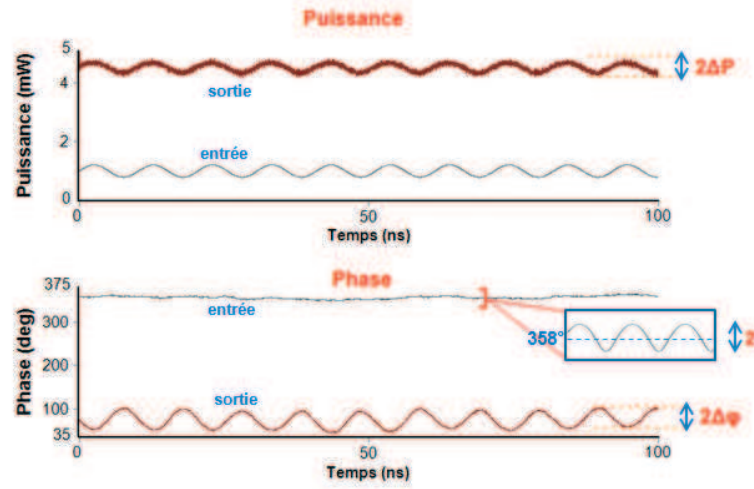


Figure 3-13 : Un exemple de la simulation de la puissance et de la phase du signal optique à l'entrée et la sortie du SOA.

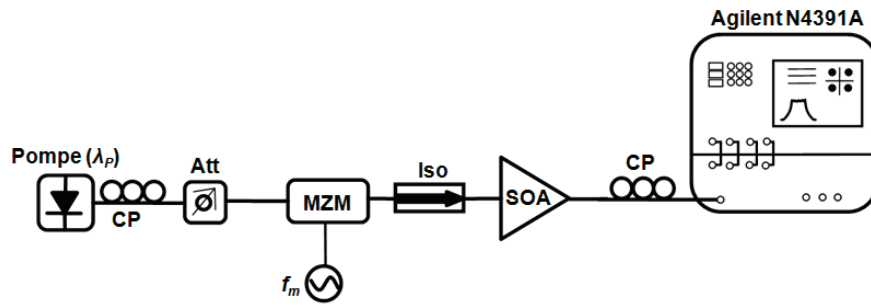


Figure 3-14 : Montage expérimental pour la mesure des réponses fréquentielles de la phase du SOA. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : isolateur.

Ce détecteur est relié à un oscilloscope à haute vitesse d'échantillonnage des signaux électriques intégrant un logiciel d'analyse vectorielle de signaux. La fonctionnalité de cet appareil est détaillée dans le chapitre 4 (section 4.2.2). La phase optique à la sortie du SOA peut être développée par la relation suivante :

$$\varphi = \frac{2\pi n_{eq}L}{\lambda} = \frac{2\pi(n_{eq0} + \Delta n_{eq})L}{\lambda} = \frac{2\pi n_{eq0}L}{\lambda} + \frac{2\pi \Delta n_{eq}L}{\lambda} \quad (3.28)$$

$$= \varphi_{com} + \Delta\varphi$$

où φ_{com} est l'écart de phase commun dû au délai de propagation dans le SOA et $\Delta\varphi$ est la variation de phase due au changement de l'indice de réfraction Δn_{eq} en fonction de la fréquence par la modulation de la densité de porteurs par le signal optique RF.

Nous déterminons le premier harmonique de la variation de la phase à l'aide de la FFT. Elle est obtenue directement après échantillonnage du signal par l'oscilloscope sur l'analyseur de signaux vectoriels, comme illustré sur la figure 3-15, les valeurs étant relevées en temps réel.

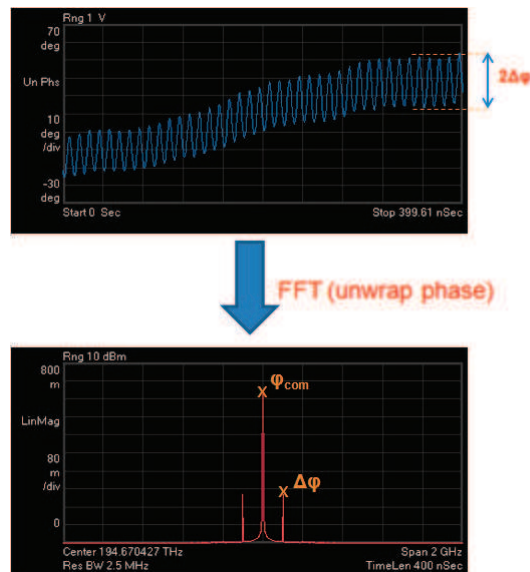


Figure 3-15 : Une copie d'écran (extrait de l'analyseur vectoriel des signaux) de la variation temporelle de la phase du signal et de son spectre après FFT.

La porteuse centrale représente la phase commune et les porteuses latérales sont des variations de phase induites par la modulation de la phase. Nous ne mesurons que le premier harmonique et nous négligeons les harmoniques d'ordre supérieur obtenus en raison de la déformation du signal. Néanmoins, le pic de la composante du premier ordre varie et c'est pourquoi nous prenons une valeur minimale et maximale pour chaque mesure et nous traçons la barre d'erreur comme illustré à la figure 3-16.

Les résultats de simulation et de mesure montrent une réponse passe-bas pour la phase. La variation de phase a varié d'environ 40% entre deux fréquences de coupure (cf. figure 3-12). En plus, on remarque que la variation de phase est faible pour les fréquences élevées. Ceci signifie que pour une modulation à haut débit on ne doit pas sentir l'effet du couplage amplitude-phase.

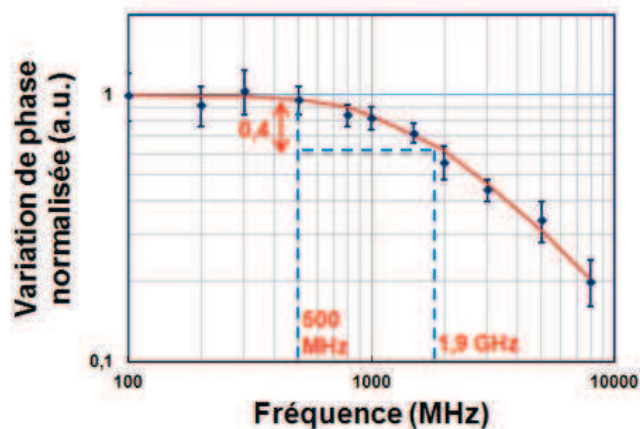


Figure 3-16 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) de la phase optique en fonction de la fréquence de la modulation.

3.3.5.3 Réponses fréquentielles en petit signal de la modulation croisée du gain et de la phase

Dans ce cas, on injecte dans le SOA simultanément une pompe et une sonde comme illustré à la figure 3-17. La pompe a une puissance moyenne de -1,5 dBm et la sonde de -20 dBm.

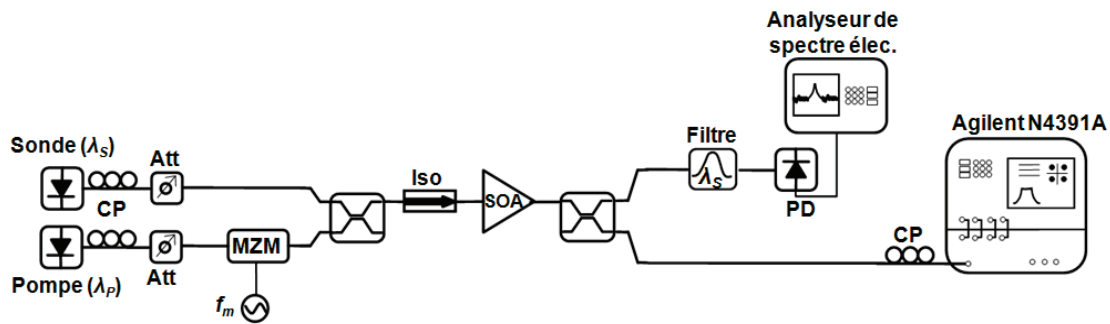


Figure 3-17 : Montage expérimental pour la mesure du gain et de la phase. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : isolateur ; PD : photodiode.

L'analyse de la sonde donne les effets non-linéaires XGM et XPM qui affectent ses variations d'amplitude et de phase à la sortie du SOA. La figure 3-18 montre l'évolution de la puissance et de la phase de la sonde en fonction de la fréquence de modulation de la pompe.

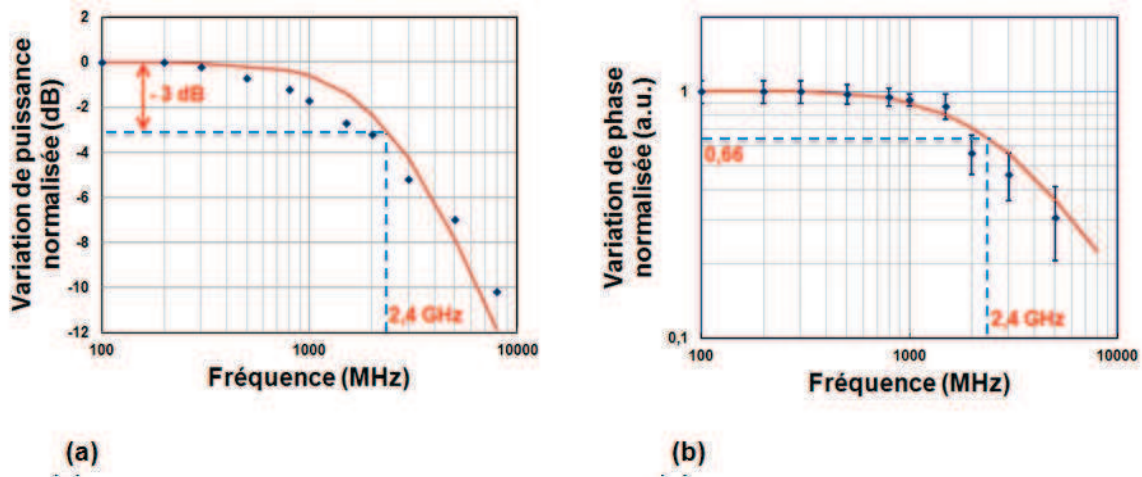


Figure 3-18 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) (a) de la puissance et (b) de la phase de la sonde en fonction de la fréquence de la modulation.

Nous trouvons une réponse de fréquence passe-bas à la fois pour la puissance et pour la phase. La fréquence de coupure de la puissance est 2,4 GHz (obtenue par la simulation). Notons que la fréquence de coupure est définie comme la fréquence pour laquelle la puissance du signal est atténuée de -3 dB par rapport à sa valeur maximale. La variation de phase pour cette fréquence est 0,66 ce qui correspond à une diminution de 34%. Un bon accord est trouvé entre résultats de simulations et de mesures.

3.3.6 Mélange à quatre d'onde (FWM)

Le FWM est un effet non linéaire du troisième ordre. Sa prise en compte dans la modélisation est nécessaire pour les techniques de modulation multi-porteuses telles que décrites dans la section suivante. Ce phénomène apparaît par le battement entre deux ou plusieurs signaux optiques se propageant le long du SOA qui génère des signaux à de nouvelles fréquences optiques. En effet, quand deux signaux optiques aux fréquences f_1 et f_2 traversent le SOA, des produits d'intermodulation d'ordre 3 conjugués sont générés aux fréquences optiques $2f_2 - f_1$ et $2f_1 - f_2$.

Dans cette section, nous présentons la modélisation utilisée, le montage de caractérisation du FWM et la comparaison des résultats entre mesures et simulations.

3.3.6.1 Modélisation

La modélisation numérique du FWM est généralement effectuée par le développement de l'équation d'onde du troisième ordre dans le domaine fréquentiel [104], [105]. Cette méthode n'est pas efficace pour les simulations dans le domaine temporel. En outre, en raison des hypothèses simplificatrices, elle peut ne pas être très précise notamment lorsque la puissance optique varie significativement à l'entrée du SOA.

Dans notre approche, le signal d'entrée est considéré comme la somme des champs des sous-porteuses décalées d'un intervalle fixe par rapport à la fréquence centrale. Il peut être écrit selon l'expression suivante [104], [106] :

$$F(t) = \sum_m a_m e^{+mj\Delta\omega t} \quad (3.29)$$

où a_m est l'amplitude complexe de la m -ième sous-porteuse et $\Delta\omega$ est le plus petit décalage en pulsation. Le champ du signal en sortie du SOA est gouverné par la densité de porteurs dans la zone active du SOA, et dont la variation est obtenue à partir de l'équation du taux de recombinaisons des porteurs dans la section k (3.16). Cette équation d'évolution peut être réécrite comme suit, en y injectant les équations (3.17) et (3.26) pour un seul signal d'entrée ($M_{\text{sig}} = 1$) :

$$\begin{aligned} \frac{dN_k}{dt} = & \frac{I_{\text{el},k}}{q_e L_s w d} - R_{\text{ase},k}(N_k) - R_{\text{nst},k}(N_k) \\ & - \frac{g_m(N_k, \omega_i)}{\hbar \omega_i} \frac{e^{g_n(N_k, \omega_i) L_s} - 1}{g_n(N_k, \omega_i) L_s} \left| \sum_m a_m e^{+mj\Delta\omega t} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Les battements entre les sous-porteuses sont obtenus par le terme dans lequel le module du champ du signal d'entrée total est élevé au carré. Ce terme intervient dans le taux de recombinaisons stimulées du signal optique et fait apparaître les produits de FWM de toutes les sous-porteuses optiques centrées autour de la fréquence du signal optique.

Par ailleurs, outre l'effet interbande de battement de la densité de porteurs, les effets intrabandes très rapides comme CH et SHB peuvent avoir un impact sur les produits de FWM. Toutefois, ces trois effets sont en phase pour un décalage de fréquence positif, mais le battement de la densité de porteurs et l'effet SHB sont en opposition de phase pour un décalage de

fréquence négatif [107], [108]. Il devient plus important pour les signaux très séparés en fréquence et provoque une asymétrie dans le spectre de FWM.

La modélisation intrabande dans notre modèle de SOA est prise en compte par la définition du coefficient de compression du gain (3.13) et de son impact à la fois sur l'amplitude et sur la phase du signal optique amplifié.

3.3.6.2 Validation expérimentale

La figure 3-19 représente le spectre de FWM à la sortie du SOA lorsque deux porteuses optiques sont injectées dans le SOA. Sur cette figure, nous avons noté S_1 et S_2 les signaux optiques incidents et S_3 et S_4 les nouveaux signaux obtenus à la sortie du SOA par le mélange à quatre ondes.

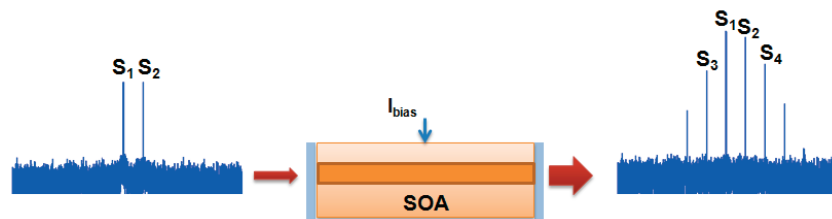


Figure 3-19 : Spectre de FWM et signaux à mesurer.

Nous avons utilisé la technique de modulation dite « à double bande latérale sans porteuse » (DSB-SC : *double sideband with carrier suppression modulation*) afin de générer deux porteuses optiques. La figure 3-20 montre le montage expérimental qui met en œuvre cette technique. Un signal laser continu est envoyé vers un modulateur Mach-Zehnder (MZM) modulé par un signal à la fréquence f_m . Le MZM est polarisé à sa tension demi-onde (V_π : point nul) afin d'obtenir deux porteuses optiques identiques espacées par une fréquence $2f_m$ alors que la porteuse centrale optique est annulée. Ce signal DSB-SC est injecté dans le SOA et le signal de sortie est détecté et ramené en bande de base par le détecteur cohérent optique (*Agilent N4391A*). Son spectre est analysé utilisant un analyseur de modulation optique d'*Agilent Technologies* (OMA : *optical modulation analyzer*) à très haute résolution pouvant atteindre une valeur minimale aussi faible que 4 kHz.

Les résultats des mesures et simulations numériques du FWM en fonction de l'intervalle de fréquence et de la puissance d'entrée sont présentés sur la figure 3-21. Nous avons trouvé un excellent accord entre les simulations et les mesures. L'asymétrie du spectre du FWM entre les signaux S_3 et S_4 en raison de la contribution de CH et SHB apparaît clairement sur la figure 3-21(a) pour de larges intervalles de fréquence.

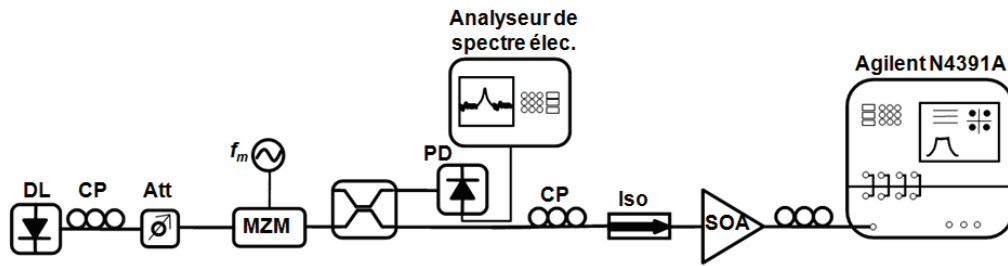


Figure 3-20 : Montage expérimental pour la mesure du FWM. DL : Diode laser ; CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; PD : photodiode ; Iso : Isolateur.

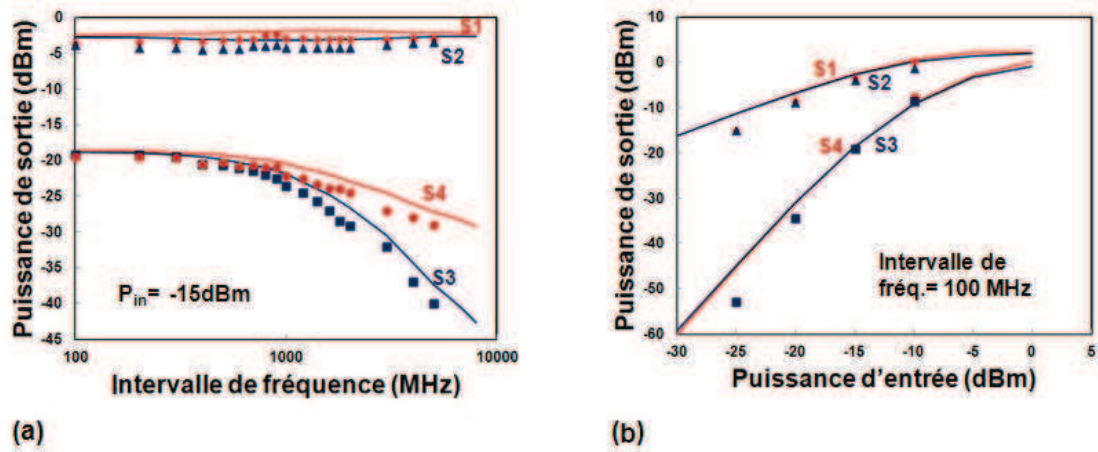


Figure 3-21 : FWM en fonction de l'intervalle de fréquence (a) et de la puissance d'entrée (b) à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA.

3.4 Modélisation d'un système de transmission CO-OFDM

Pour étudier l'influence d'un SOA dans les systèmes de transmission CO-OFDM, nous avons modélisé une ligne de transmission optique complète. Nous avons pour cela choisi *VPItransmissionMaker*TM qui est un logiciel de simulation optique comprenant tous les composants optiques et électriques nécessaires pour simuler un système complet ainsi que les outils d'analyse associés. Un schéma simplifié d'un système de transmission CO-OFDM réalisé sous VPI est présenté sur la figure 3-22.

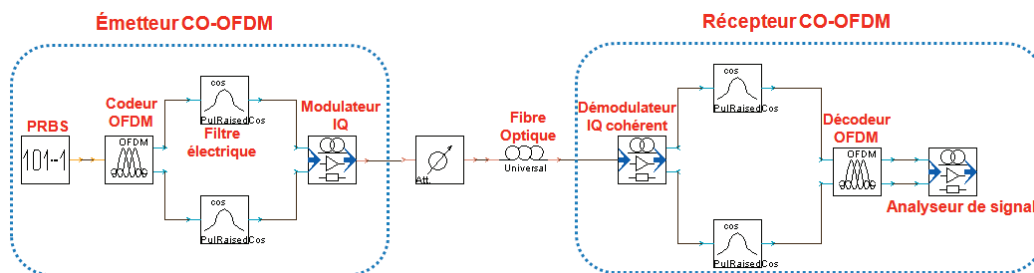


Figure 3-22 : Schéma simplifié d'un système CO-OFDM sous VPI.

Dans ce qui suit, nous présentons les principaux éléments utilisés pour simuler l'ensemble du système de transmission CO-OFDM et nous montrons également les premiers résultats obtenus à partir de la simulation.

3.4.1 Composants de la modélisation d'un système CO-OFDM sous VPI

Les principaux éléments de la simulation du système CO-OFDM sous VPI sont le générateur PRBS, le codeur OFDM, le modulateur optique IQ, la fibre optique, le démodulateur optique IQ, le décodeur OFDM et l'analyseur de signal. Nous décrivons brièvement chacun de ces composants dans la suite.

3.4.1.1 Générateur PRBS

Une séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) est généralement nécessaire lors de la modélisation de la source d'informations dans des simulations de systèmes de communications numériques. La séquence binaire peut être générée à l'aide d'un générateur de nombres aléatoires. Le module PRBS produit une séquence de M bits.

Le générateur classique PRBS (mis en œuvre comme un registre à décalage rebouclé) est utilisé à l'ordre N avec une séquence de longueur $M = 2^N - 1$. Dans nos simulations, nous utilisons $N = 15$.

3.4.1.2 Codeur OFDM

Le codeur OFDM génère des signaux électriques correspondant aux parties réelle et imaginaire d'un signal OFDM. La séquence de bits d'entrée est normalement produite par le module PRBS. Les modulations M-QAM ou M-PSK peuvent être utilisées pour les sous-

porteuses. Un préfixe cyclique et des signaux pilotes peuvent être ajoutés via des paramètres de configuration et les sous-porteuses peuvent aussi être supprimées séparément. Le préfixe cyclique est ajouté comme illustré sur la figure 3-23. Il copie un tronçon de l'extrémité du symbole OFDM au début du symbole.

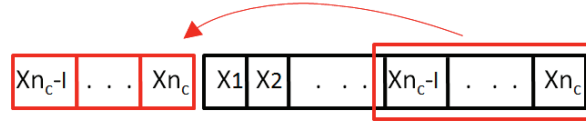


Figure 3-23 : Insertion du préfixe cyclique. (X_1, \dots, X_{n_c}) correspondent aux échantillons temporels à la sortie IFFT.

Le signal OFDM de sortie est normalisé dans l'intervalle $[-1, 1]$ et quantifié. Si le signal présente une amplitude plus grande que le seuil défini, un écrêtage (*clipping*) se produira.

3.4.1.3 Modulateur optique IQ

Le modulateur optique IQ est réalisé en utilisant deux modulateurs Mach-Zehnder externes, avec une double électrode (DC et RF séparé), et un coupleur pour l'obtention d'un déphasage de 90 degrés entre les deux voies optiques. Une vue du modulateur IQ conçu sous VPI est montrée sur la figure 3-24.

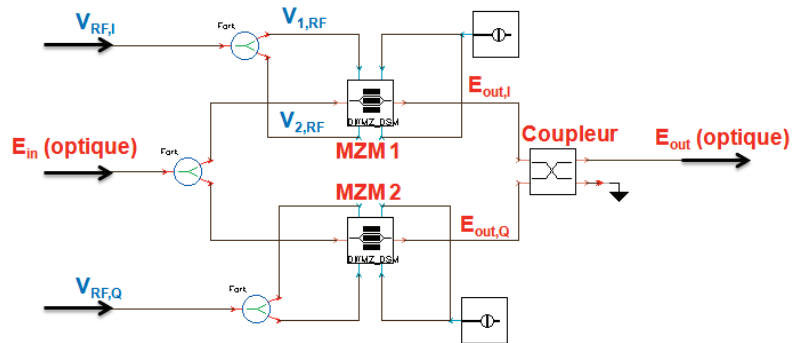


Figure 3-24 : Vue du modulateur optique IQ sous VPI.

En mettant des conditions parfaites pour les modulateurs et la polarisation sur le point nul et aussi $V_{1,RF} = V_{2,RF} = V_{RF}$, on peut réécrire l'équation (2.5) pour chaque modulateur comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} E_{out,I} &= \sin\left(\frac{\pi V_{RF,I}}{V_\pi}\right) E_{in} \\ E_{out,Q} &= \sin\left(\frac{\pi V_{RF,Q}}{V_\pi}\right) E_{in} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Maintenant, le signal optique à la sortie du coupleur est donné par :

$$\begin{pmatrix} E_{\text{out}} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ j & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} E_{\text{out,I}} \\ E_{\text{out,Q}} \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

En développant l'équation (3.32) on peut obtenir :

$$E_{\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\text{out,I}} + jE_{\text{out,Q}}) \quad (3.33)$$

Nous supposons que les variations de $\frac{\pi V_{\text{RF,I}}}{V_{\pi}}$ et $\frac{\pi V_{\text{RF,Q}}}{V_{\pi}}$ sont faibles (régime linéaire du modulateur), puis à partir de (3.31) et (3.33), nous pouvons écrire :

$$E_{\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{V_{\pi}} (V_I(t) + jV_Q(t)) E_{\text{DL}} \quad (3.34)$$

où $V_I(t)$ et $V_Q(t)$ sont les parties réelle et imaginaire du signal électrique à la sortie du codeur OFDM. Le signal optique d'entrée est un signal de sortie d'un laser continu E_{DL} .

3.4.1.4 Fibre optique

Nous utilisons un modèle de fibre optique proposé par VPI qui simule tous les phénomènes tels que la dispersion chromatique (CD) et la dispersion modale de la polarisation (PMD) ainsi que les effets non-linéaires. Les principaux paramètres fixés pour cette fibre sont listés ci-dessous :

paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Indice de réfraction de groupe	n_g	1,47	
Atténuation	α	0,2e-3	dB/m
Coefficient de dispersion	D	16e-6	s/m ²
Coefficient de dispersion de mode de la polarisation	D_p	3,16e-15	s/ \sqrt{m}
Indice non linéaire	n_2	2,6e-20	m ² /W
Aire effective	A_{eff}	80e-12	m ²

Tableau 6 : Paramètres de la fibre utilisée dans les simulations.

3.4.1.5 Démodulateur optique IQ cohérent

Pour la réalisation d'un démodulateur optique IQ cohérent, nous utilisons d'abord un élément hybride optique à 90 degrés (2x4). Il combine deux signaux d'entrée (un signal entrant et un oscillateur local de référence) et génère quatre signaux optiques avec une différence de phase de 90 degrés. A la sortie de l'élément hybride 90°, on positionne deux paires de deux photodiodes équilibrées afin de récupérer les informations de phase relative entre les signaux d'entrée.

3.4.1.6 Décodeur OFDM

Le décodeur OFDM effectue le processus inverse du codeur OFDM. Il enlève d'abord le préfixe cyclique et effectue la démodulation OFDM. En outre, si le paramètre d'égalisation est actif, N symboles successifs $((I_k + iQ_k) \mid 1 \leq K \leq N \text{ et } K, N \in \mathbb{N})$ correspondant à N sous-porteuses sont égalisés comme suit :

$$(I_k + iQ_k)_{\text{égalisés}} = a_k(I_k + jQ_k)e^{jp_k} \quad (3.35)$$

où a_k et p_k représente chacun le k -ième élément d'amplitude et de phase de la matrice d'égalisation. Cette matrice est obtenue par l'envoi de données connues (par exemple le mot complexe $(I+j)$), sur l'ensemble des sous-porteuses, et en enregistrant les changements dans la phase et l'amplitude après passage par le canal.

3.4.1.7 Analyseur de signaux

L'analyse du signal est effectuée par un module de calcul de l'EVM d'un signal M-QAM électrique. Le module effectue automatiquement la récupération d'horloge et la correction d'amplitude et de phase de la constellation reçue. La récupération d'horloge et la correction d'amplitude et de phase sont réalisées en multipliant le signal reçu $I_{Rx} + jQ_{Rx}$ (I_{Rx} et Q_{Rx} sont des signaux en phase et en quadrature reçus) par le facteur suivant :

$$S = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \frac{I_{Tx_i} + Q_{Tx_i}}{I_{Rx_i} + Q_{Rx_i}} \quad (3.36)$$

où N_s est le nombre de symboles transmis. I_{Tx} et Q_{Tx} représentent les symboles codés en phase et en quadrature à l'émetteur et sont supposés être idéaux. L'EVM est calculé comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_s} [(I_{Tx_i} - I_{Rx_i})^2 + (Q_{Tx_i} - Q_{Rx_i})^2]}{\sum_{i=1}^{N_s} (I_{Tx_i} + Q_{Tx_i})^2}} \quad (3.37)$$

3.4.2 Résultats de simulation du système CO-OFDM

Dans cette sous-section, nous illustrons, à l'aide de quelques exemples, la capacité de notre modèle à simuler un système CO-OFDM. Nous simulons tout d'abord une transmission directe « B2B » (*back-to-back*) et nous exprimons l'influence des paramètres de simulation sur les performances du système. Ensuite, nous ajoutons une fibre optique entre l'émetteur et le récepteur et nous illustrons, par un exemple, le résultat de la compensation des imperfections linéaires de la fibre par la méthode définie au-dessus.

3.4.2.1 Simulation d'une transmission directe (*back-to-back*)

Un signal QPSK OFDM comprenant 128 sous-porteuses est généré avec un débit de données de 100 Gb/s à partir d'une séquence PRBS de longueur $2^{15}-1$. Le nombre total de

symboles OFDM dans le signal transmis est de 64, ce qui correspond à 8192 symboles QPSK utilisés pour calculer l'EVM. Dans un premier temps, nous configurons les paramètres de tous les éléments de la chaîne afin d'avoir un système de transmission parfait. La figure 3-25(a) montre la constellation reçue et l'EVM calculé dans ce cas.

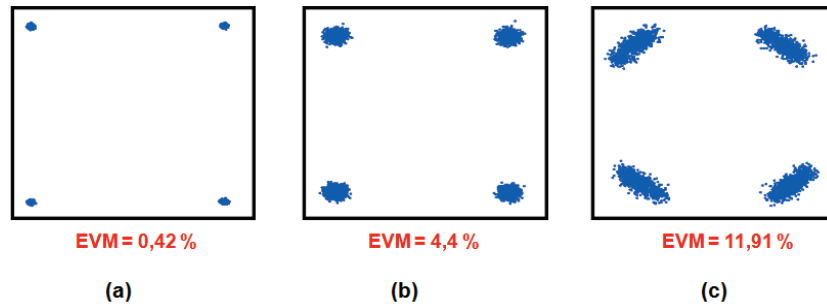


Figure 3-25 : Constellations et EVM d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B (a) avec tous les paramètres idéaux, (b) en ajoutant le bruit de quantification du CNA et du CAN et (c) en ajoutant au cas (b) le bruit de phase des lasers (100 kHz). La puissance optique est -10 dBm.

Dans un deuxième temps, nous changeons certains paramètres pour simuler les conditions réelles de notre chaîne de mesure. Nous modifions la quantification du signal dans le codeur et le décodeur OFDM pour modéliser l'influence des convertisseurs numérique-analogique et analogique-numérique (CNA et CAN) sur l'EVM. La figure 3-26 montre la variation de l'EVM en fonction du nombre de bits de quantification des CNA et des CAN séparément et aussi leur influence conjuguée (en maintenant une quantification égale entre les deux).

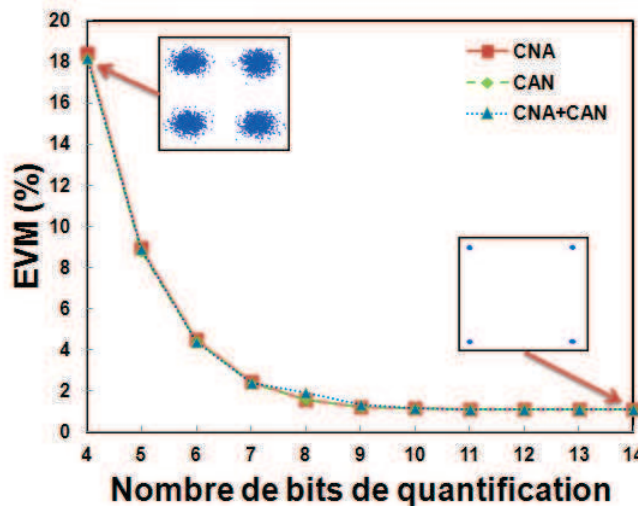


Figure 3-26 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B en fonction du nombre de bits de quantification des CNA et des CAN séparément et en même temps.

Les constellations sont également affichées afin d'illustrer graphiquement son impact sur la qualité du signal reçu. Les fiches techniques des composants utilisés sur le banc expérimental donnent des valeurs de quantification respectivement de 7 et 6 pour les codeur et décodeur OFDM, qui correspond au cas simulé à la figure 3-25(b).

Nous modifions également la largeur de raie des lasers émetteur et récepteur séparément puis en même temps. Ensuite nous calculons à nouveau l'EVM, représenté sur la figure 3-27. Comme les signaux OFDM ont des sous-porteuses très proches dans le domaine fréquentiel, une petite dérive en fréquence lors de la détection a un grand impact sur la performance en réception du signal. On peut noter que c'est bien l'accumulation des imperfections des lasers en termes de largeur de raie qui compte, puisque les courbes obtenues en faisant varier la largeur de raie seulement en émetteur (Tx) et récepteur (Rx) respectivement sont superposées. Les lasers utilisés sur le banc expérimental en Tx et Rx ont des valeurs de largeur de raie de 100 kHz, ce qui correspond au cas simulé à la figure 3-25(c) en y ajoutant la quantification dans les codeur et décodeur OFDM. Ceci correspond finalement au cas B2B « réel », pour lequel nous obtenons par simulation un EVM minimal de 11,91% à 100 Gb/s.

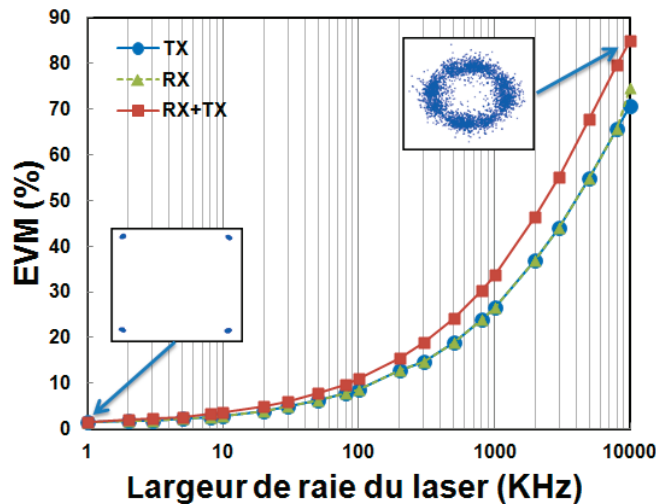


Figure 3-27 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B en fonction de la largeur de raie des lasers émetteur (TX) et récepteur (RX) séparément et en même temps.

3.4.2.2 Simulation d'une transmission avec une fibre optique

L'objectif de l'utilisation de signaux OFDM dans les systèmes de transmission optique est leur robustesse contre les imperfections linéaires de la fibre optique. Pour le montrer, nous insérons une fibre optique SMF d'une longueur de 10 km, avec les paramètres donnés dans le tableau 6, dans notre système. La figure 3-28(a) montre la constellation et l'EVM du signal détecté après la fibre. Ici, la rotation de la constellation est due à la dispersion chromatique. Une amélioration forte de l'EVM de 66% à 8,7% est obtenue lors de l'égalisation des données qui compense les effets des imperfections linéaires dans la fibre. La figure 3-28(b) présente la constellation obtenue et l'EVM calculé après l'égalisation.

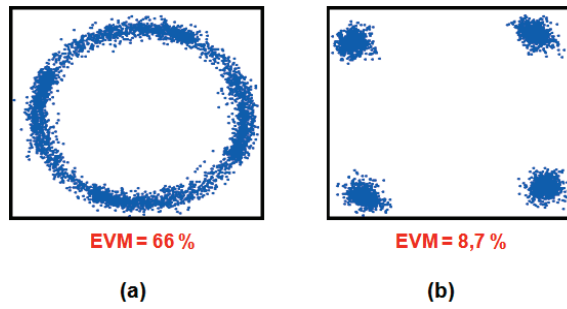


Figure 3-28 : Constellations et EVM d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison de transmission avec 10 km de fibre optique SMF (a) sans égalisation et (b) avec égalisation. La puissance à l'entrée de la fibre est -10 dBm.

3.5 Plateforme de co-simulation VPI-ADS

Comme décrit auparavant, notre modèle de SOA est implémenté dans le logiciel ADS d'Agilent Technologies. Cependant, ADS ne comporte pas de composants optiques pour construire un système de simulation optique. Pour intégrer notre modèle de SOA dans la simulation d'un système de transmission complet, plutôt que de modéliser tous les composants optiques de la chaîne sous ADS, nous effectuons une co-simulation entre ADS et VPI, aboutissant alors à la notion de plateforme de simulation. En effet, VPI inclut non seulement tous les éléments optiques nécessaires mais permet également d'étudier d'autres architectures et différents formats de modulation. La figure 3-29 représente le schéma-bloc détaillé de notre configuration de simulation CO-OFDM.

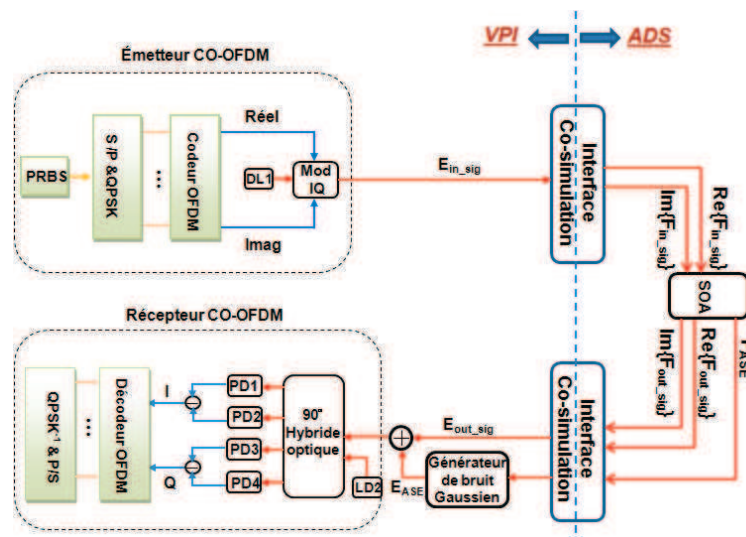


Figure 3-29 : Schéma-bloc détaillé de la configuration de co-simulation CO-OFDM. S/P : Série-Parallèle ; P/S : Parallèle-Série ; DL : Diode Laser ; PD : Photodiode.

L'une des principales étapes de cette thèse a été la mise en place de cette plate-forme de co-simulation qui transfère automatiquement les données entre les deux logiciels de simulation. Les signaux dans chaque logiciel ont des formats différents, qui doivent être convertis lorsque les logiciels échangent les données. En outre, le modèle du SOA génère la densité de puissance du bruit d'ASE et il est nécessaire de développer un bloc d'interfaçage pour générer le champ du bruit d'ASE afin de l'ajouter au champ du signal amplifié à la sortie du SOA. Les paragraphes suivants décrivent brièvement les méthodes de réalisation d'une interface de co-simulation et d'un bloc générateur de bruit.

3.5.1 Interface de co-simulation

L'échange de données entre les deux logiciels est réalisé en utilisant d'une part le composant « *ADS_interface* » fourni par VPI et d'autre part l'interface « *Agilent Ptolemy* » sous ADS.

Le module de l'*ADS_Interface* prend un nombre variable de signaux électriques en entrée, appelle le simulateur ADS et retransmet le signal de sortie de ADS à VPI. Les signaux

sont échangés entre VPI et ADS à l'aide de fichiers ASCII. Ces fichiers peuvent être lus dans ADS en utilisant le module *TimedDataRead*. Les fichiers de sortie peuvent être générés en utilisant le module *TimedDataWrite*. Tous les signaux qui sont transmis dans ou hors de l'interface doivent avoir été échantillonnés avec la même fréquence d'échantillonnage, définie dans VPI. Le pas de temps utilisé dans la simulation du circuit d'ADS doit être égal ou inférieur à $1/(\text{fréquence d'échantillonnage})$. Ainsi, tous les paramètres nécessaires tels que le taux d'échantillonnage, l'intervalle de temps de simulation, la longueur d'onde, etc, sont transférés de VPI à ADS à l'aide de cette interface.

Le SOA dans ADS est modélisé sous la forme de circuit électrique qui fonctionne en bande de base. Pour cette raison, une interface supplémentaire sous VPI est nécessaire pour convertir les signaux optiques en signaux électriques en bande de base (et vice-versa) aux interfaces de co-simulation.

Pour le signal optique modulé, la fréquence de modulation est toujours très inférieure à la fréquence de la porteuse optique. Par conséquent, l'information modulée et le champ de la porteuse optique peuvent être considérés indépendamment l'un de l'autre. Cela signifie que la fréquence de la porteuse optique est séparée du signal et traité comme un paramètre constant. Le signal restant est constitué seulement en fonction du temps de l'enveloppe d'amplitude complexe du champ optique.

Le spectre de signal en bande de base est généré en décalant le spectre optique modulé autour de la fréquence zéro (DC). Toutefois, le spectre de bande de base est généralement asymétrique autour de DC. Cela signifie que la fonction de temps approprié doit être de valeur complexe, de sorte que les fréquences positives et les fréquences négatives sont indépendantes. La figure 3-30 représente graphiquement le modèle de transformation en bande de base pour une bande de fréquence unique. Dans cette transformation, la largeur de la bande de fréquence doit être suffisante (généralement un multiple de la bande passante du signal) afin d'inclure tous les éléments pertinents, tels que l'ASE et les produits FWM.

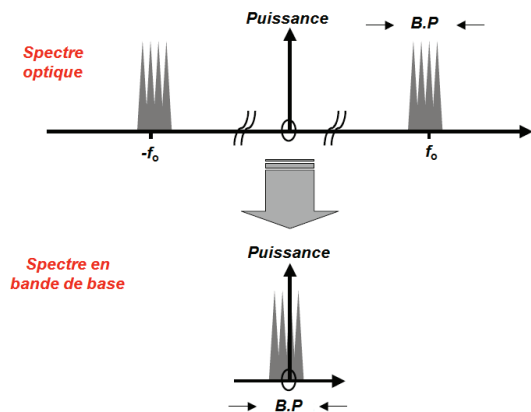


Figure 3-30 : Modèle de transformation d'un signal optique en bande de base. B.P : bande passante.

Nous notons que dans ce travail, nous employons un seul état de polarisation. Pour cette raison, le signal optique est transféré uniquement sur la polarisation TE et dans l'ensemble des conversions de signaux, nous ne gardons que cette polarisation. Le signal est transmis entre ADS et VPI par ses parties réelle et imaginaire. Pour cette raison, les conversions polaire/rectangulaire et rectangulaire/polaire peuvent également être ajoutées aux interfaces. La figure 3-31 montre le schéma de principe de ces interfaces.

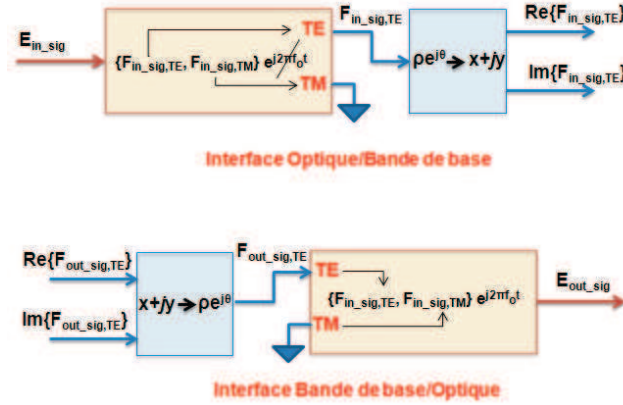


Figure 3-31 : Schéma synoptique des interfaces de co-simulation.

3.5.2 Bloc générateur de bruit

Le SOA reçoit les champs optiques modulés et fournit à sa sortie les champs modulés amplifiés ainsi que la puissance moyenne de l'ASE. Cette dernière sert à calculer le bruit dû à l'ASE par le calcul de l'écart-type de la puissance de l'ASE à la sortie du SOA [109] :

$$\sigma_{ASE}(t) = \sqrt{\frac{B_N}{2} P_{ASE}(t)} \quad (3.38)$$

où $P_{ASE}(t)$ est la puissance de l'ASE calculée par le modèle de SOA sur une bande passante optique $\Delta\lambda=0,1 \text{ nm}$ et $B_N = \frac{B_{sim}\lambda^2}{c\Delta\lambda}$ correspond à la bande passante équivalente de bruit en Hertz, où B_{sim} est la bande passante totale de simulation et c est la vitesse de la lumière dans le vide. Il est à noter que la puissance moyenne de l'ASE peut varier dans le temps, par exemple lorsque le signal injecté dans le SOA varie lui aussi dans le temps, donc l'écart-type calculé lui aussi. Le champ du bruit ($F_{ASE}(t)$) en bande de base est donné par la relation suivante [109] :

$$F_{ASE}(t) = \sigma_{ASE}(t)(N_1(0,1) + jN_2(0,1)) \quad (3.39)$$

où $N_1(0,1)$ et $N_2(0,1)$ sont deux générateurs de nombres aléatoires suivant une loi normale de moyenne nulle, de variance unité mais de valeurs initiales différentes. Ensuite, il est converti en champ optique ($E_{ASE}(t)$) de la même manière que pour le signal. Le schéma synoptique de ce générateur de bruit est également présenté sur la figure 3-32.

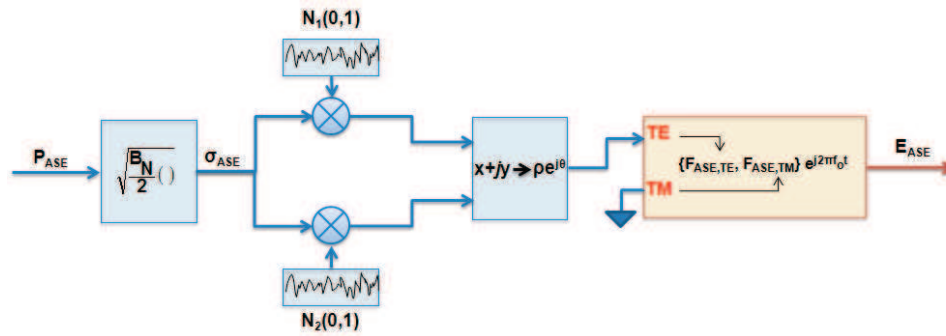


Figure 3-32 : Schéma synoptique du bloc générateur du bruit d'ASE gaussien.

Ce bruit est ajouté au signal optique amplifié avant détection en utilisant un multiplexeur optique idéal.

La figure 3-33 présente une vue détaillée de la plateforme de co-simulation. Le SOA modélisé sous ADS possède une zone active divisée en huit sections de calcul. La simulation temporelle est utilisée pour calculer le signal de sortie afin de prendre en compte tous les effets transitoires.

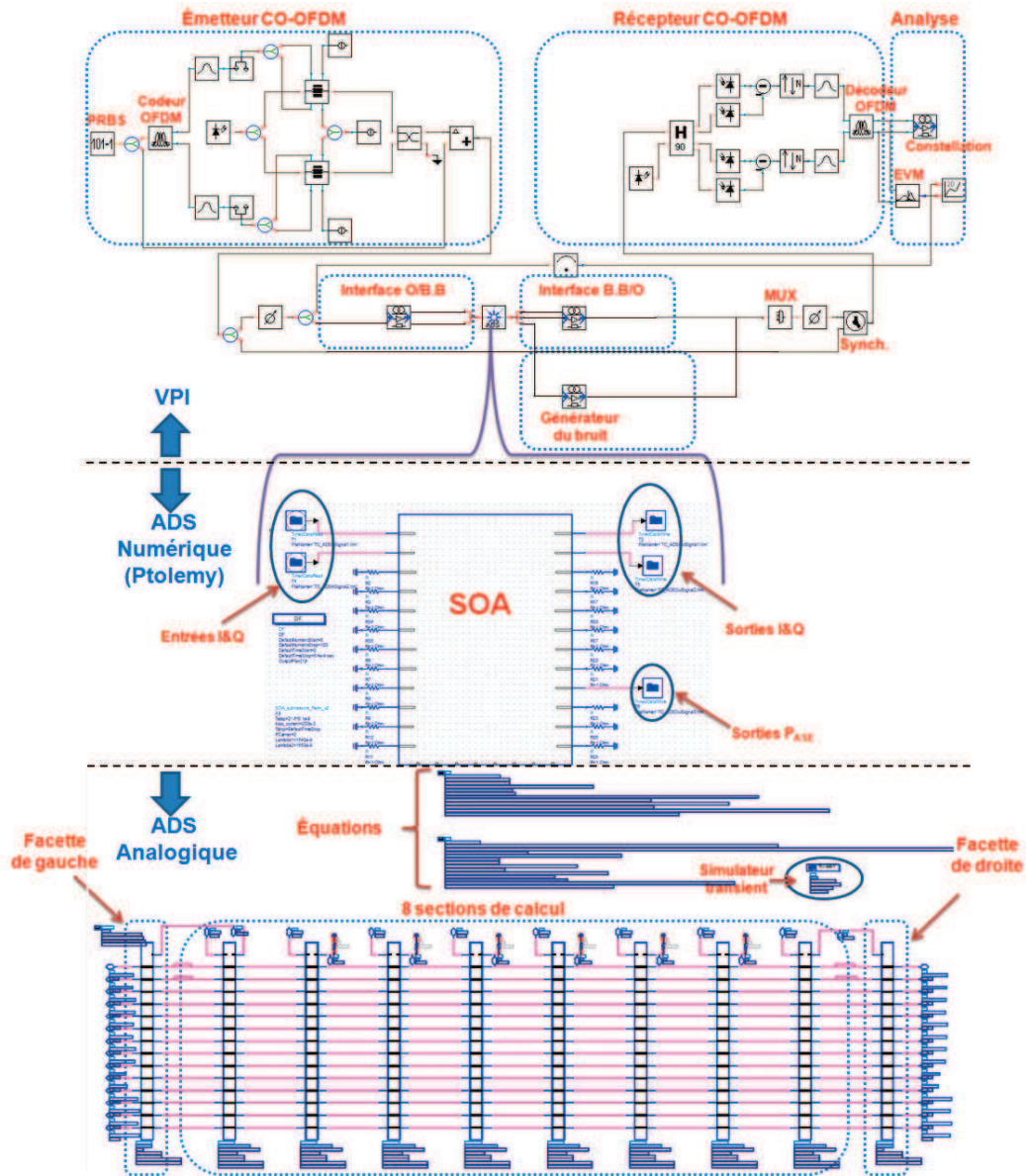


Figure 3-33 : Vue détaillée de la plateforme de co-simulation VPI-ADS.

3.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté le principe de la modélisation que nous avons développé sous le logiciel ADSTM d'Agilent Technologies pour étudier le comportement des SOA dans une chaîne de transmission optique. Lors de ce travail, nous avons enrichi le modèle original par la prise en compte du mélange à quatre ondes (FWM) et sur une large plage de fonctionnement du facteur de couplage phase-amplitude (α_H), deux effets qui influencent les performances des systèmes de transmissions CO-OFDM. Nous avons caractérisé le FWM en fonction de la puissance et en fonction de l'intervalle spectral. Cette dernière caractérisation a été effectuée avec une séparation remarquable entre deux raies atteignant 100 MHz, permise par l'étage de détection cohérente. Pour la caractérisation de α_H , nous avons employé la méthode de *Devaux*. Un bon accord a été obtenu entre les résultats simulés et mesurés.

Nous avons ensuite présenté le système CO-OFDM développé sous le logiciel VPItransmissionMakerTM. Les performances de la chaîne de transmission CO-OFDM en direct (*back-to-back*) ainsi que l'influence de certains paramètres tels que le nombre de bits de quantification des CNA et CAN ainsi que la largeur de raie du laser ont été évaluées. En outre, nous avons montré la capacité des transmissions CO-OFDM à compenser un effet linéaire du canal, la dispersion chromatique de la fibre optique.

Nous avons enfin réalisé un outil de co-simulation VPI-ADS combinant le modèle de SOA avec le système de transmission CO-OFDM. La mise en place de cette plateforme a nécessité le développement d'une interface de co-simulation et un bloc de génération de bruit pour prendre en compte l'influence de l'émission spontanée amplifiée au niveau du récepteur. La validation expérimentale du modèle prenant en compte les non-linéarités du SOA et le développement de la plateforme de co-simulation sont des éléments essentiels pour l'analyse des résultats obtenus dans la suite de ce travail.

4 INFLUENCE DES SOA DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION CO-OFDM

4.1 Introduction

Nous avons vu dans l'introduction générale que l'objectif principal de notre étude est d'analyser l'influence des SOA en présence de signaux optiques OFDM dans les systèmes de transmission à réception cohérente. Pour ce faire, nous avons été amenés lors de cette thèse à développer un banc expérimental incluant tous les éléments nécessaires à ce type de transmission.

D'autre part, ce banc nous permet de valider la plateforme de simulation développée dans le chapitre précédent ce qui nous donne la possibilité d'analyser l'influence de certains paramètres des SOA alors qu'ils peuvent ne pas être accessibles expérimentalement.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter notre montage expérimental et la calibration de la chaîne de mesure. Nous allons ensuite donner les résultats obtenus et les comparer avec ceux des simulations. Nous étudierons de plus en détail l'influence de chaque paramètre du SOA sur les performances du système de transmission en présence d'un SOA.

4.2 Banc de mesure expérimental de transmission CO-OFDM

La figure 4-1 présente le banc de mesure réalisé pour cette étude au sein du laboratoire Lab-STICC, UMR CNRS 6285, pôle MOM de l'ENIB (ex RESO). Il s'agit d'un système de transmission CO-OFDM avec une analyse en « quasi » temps-réel.

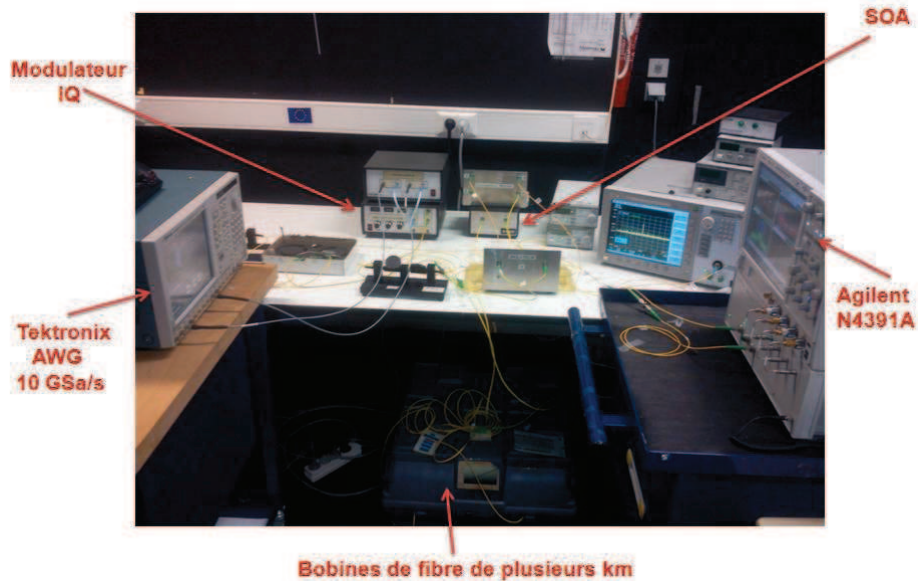


Figure 4-1 : Banc de mesure d'un système de transmission CO-OFDM réalisé pour cette étude.

Le schéma-bloc de ce banc de mesure est également présenté sur la figure 4-2. Le signal OFDM temporel est généré « *offline* » puis transféré dans un générateur de signaux arbitraires (AWG) permettant de générer des signaux analogiques. Nous utilisons un AWG avec deux sorties synchronisées afin de générer les parties réelle et imaginaire du signal complexe OFDM. Pour générer un signal OFDM, nous utilisons les logiciels VPITransmissionMaker™ et/ou SystemVue d'Agilent Technologies. Notre laboratoire est équipé d'une carte AWG EUVIS avec une vitesse de 2 Géc/s et une résolution de 12 bits. Pour pouvoir monter en débit dans le cadre de notre étude, nous avons emprunté un AWG Tektronix (AWG7000) au Département d'Optique de Télécom Bretagne ayant une vitesse de 10 Géc/s avec une résolution affichée de 10 bits. Nous avons utilisé l'AWG Tektronix pour la plupart de nos mesures et dans les autres cas, nous avons utilisé la carte EUVIS. Les deux signaux I et Q sont amplifiés par deux amplificateurs HF (Hyper-fréquence) identiques avant d'être appliqués sur le modulateur optique IQ.

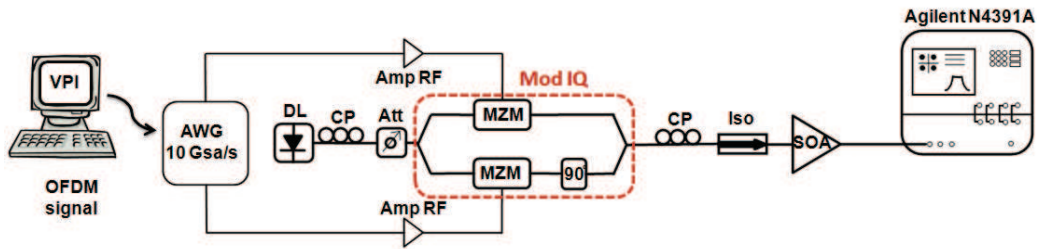


Figure 4-2 : Schéma bloc du banc de mesure d'un système CO-OFDM. AWG : générateur de signaux arbitraires ; DL : Diode laser ; CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : Isolateur.

La conversion électrique-optique du signal OFDM est effectuée par un modulateur IQ (*Photline QPSK-LN-40*) comprenant deux modulateurs Mach Zehnder, de bande passante chacun de 20 GHz. Le canal optique est constitué d'un SOA massif (*INPHENIX-IPSAD1501*) de longueur de 750 μm ayant un gain optique de 19 dB à 1510 nm (Annexe-A). À la réception, un récepteur cohérent "Agilent N4391A", associé à un analyseur de modulation optique (OMA : *optical modulation analyzer*), est utilisé pour détecter le champ du signal optique contenant l'information.

L'analyseur de modulation optique est un instrument de test optique permettant une analyse complète des signaux de transmission optiques modulés avec des formats de modulation avancés. Cet instrument est basé sur un oscilloscope temps réel (*Infiniium 90000*), une version spéciale du logiciel d'analyse des signaux vectoriels (*VSA89600*) et un récepteur cohérent optique prenant en compte la diversité de polarisation. L'oscilloscope comporte quatre canaux d'entrée ayant une fréquence d'échantillonnage de 40 Géch/s pour une bande passante électrique de 13 GHz pour chaque entrée et une résolution affichée des CAN de 8 bits. Le récepteur optique cohérent a une bande passante électrique de 43 GHz.

La figure 4-3 montre le schéma bloc de notre récepteur cohérent et de l'analyseur de modulation optique. Au récepteur, le signal d'entrée est divisé d'abord selon deux composantes orthogonales de polarisation x et y. Les deux composantes x et y sont ensuite dirigées vers un mélangeur IQ optique (élément optique hybride 90°). Le battement de l'oscillateur local optique avec le signal optique dans le mélangeur IQ génère des signaux différentiels I et Q en bande de base, dans les deux plans de polarisation. Les quatre signaux différentiels sont détectés avec des détecteurs équilibrés qui convertissent les signaux optiques en signaux RF. Enfin, les signaux I et Q de chaque plan de polarisation sont échantillonnés par une unité d'acquisition de données.

L'analyseur de modulation optique est basé sur un échantillonnage en temps réel du système d'acquisition de données. C'est la seule façon de suivre les éventuels changements de phase dans un signal optique, contrairement à des techniques d'échantillonnage non temps réel qui perdent la trace de la phase optique.

La démodulation est réalisée par le logiciel VSA (*VSA89600B*). Ce dernier contient un utilitaire "custom OFDM", permettant d'effectuer la démodulation, l'égalisation de canal et l'analyse de toutes sortes de signaux OFDM.

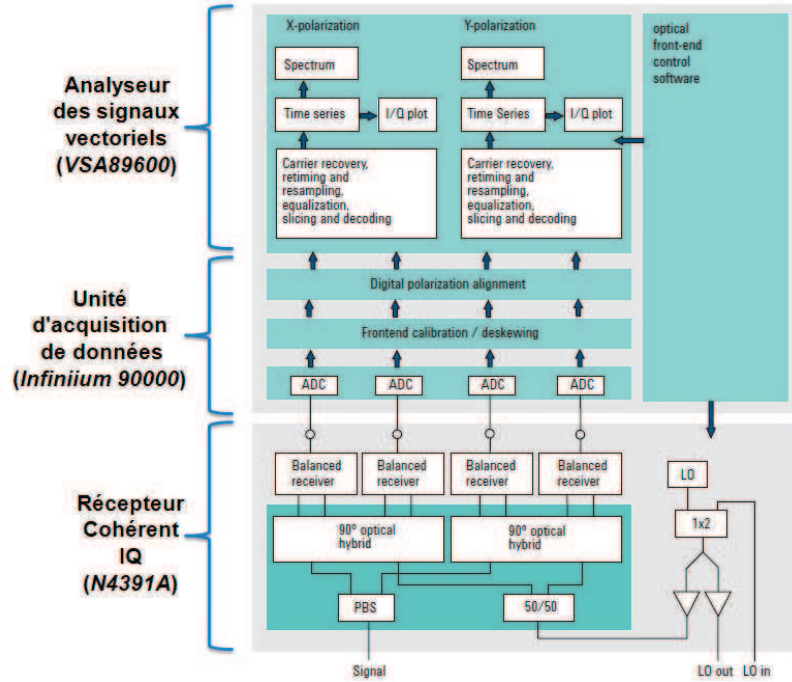


Figure 4-3 : Schéma bloc du récepteur cohérent et de l'analyseur de modulation optique (document Agilent Technologies).

4.2.1 Génération et calibration du signal OFDM optique

La génération du signal est réalisée en utilisant un générateur de signaux arbitraires (AWG) et un modulateur optique IQ. Par la suite, nous allons décrire les principaux paramètres de calibration pour obtenir un signal OFDM de bonne qualité.

4.2.1.1 Ecrêtage du signal OFDM

En présence d'un PAPR élevé, les faibles niveaux du signal OFDM risquent d'être masqués par les valeurs crêtes en fonction du nombre de bits des CNA de l'AWG.

Une manière simple pour résoudre ce problème est de tronquer le signal OFDM avant de le numériser et de l'appliquer à l'AWG. L'écrtage peut également être fait par notre AWG lors du téléchargement du signal.

L'écrtage par traitement numérique du signal peut être exprimé comme suit [33] :

$$x'[n] = \begin{cases} -k \cdot \sigma & x[n] \leq -k \cdot \sigma \\ x[n] & -k \cdot \sigma \leq x[n] \leq k \cdot \sigma \\ k \cdot \sigma & x[n] \geq k \cdot \sigma \end{cases} \quad (4.1)$$

où $x[n]$ et $x'[n]$ sont les signaux respectivement non-tronqué et tronqué. σ est l'écart type de $x[n]$, et k est le taux d'écrtage à déterminer. La figure 4-4 montre un signal arbitraire OFDM tronqué entre $-k \cdot \sigma$ et $k \cdot \sigma$. Le facteur k peut être trouvé par la fixation d'un seuil de pénalité maximale acceptable associé à l'écrtage. Dans notre cas, nous le déterminons en surveillant la qualité du signal généré à la sortie de l'AWG. Au début, nous téléchargeons le signal d'origine sur l'AWG

sans écrêtage et nous mesurons l'EVM directement à la sortie de l'AWG. Le signal OFDM généré par le logiciel est normalisé entre $[-1,1]$. Ensuite, nous ajoutons l'écrêtage afin de trouver la valeur optimale correspondant au meilleur EVM mesuré. Par exemple, la valeur optimale de $k.\sigma$ trouvée est d'environ 0,6 pour notre signal et l'AWG Tektronix.

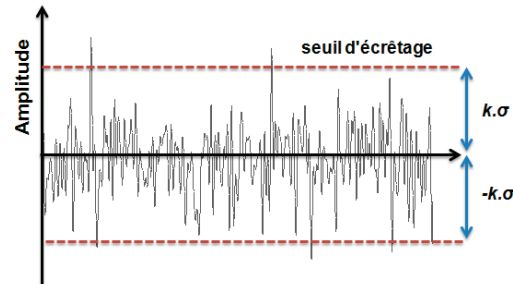


Figure 4-4 : Un signal arbitraire OFDM tronqué entre deux seuils d'écrêtage $-k.\sigma$ et $k.\sigma$.

4.2.1.2 Réglage de la phase

En pratique, les deux voies I et Q n'ont pas la même longueur. Cette différence crée un retard temporel et par conséquent un déphasage d'une voie par rapport à l'autre. Ce retard dégrade significativement la qualité du signal transmis.

Nous compensons ce déphasage par une pré-distorsion du signal transmis pour obtenir la meilleure qualité possible du signal reçu. L'AWG Tektronix utilisé permet d'appliquer un retard temporel sur chaque bras séparément figure 4-5(a). Le réglage a été fixé à 50 ps ce qui a permis d'obtenir un EVM le plus bas possible au niveau du récepteur. Les figure 4-5(b) et (c) comparent les constellations d'un signal QPSK OFDM électrique (avec un débit brut de 20 Gb/s) généré par l'AWG sans et avec le retard de 50 ps.

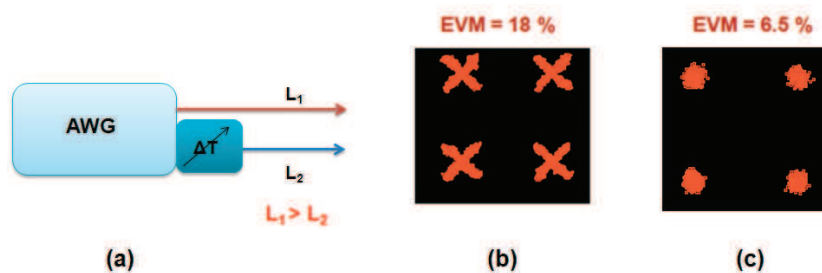


Figure 4-5 : (a) principe de pré-compensation (b) constellation d'un signal QPSK OFDM électrique sans pré-compensation du retard temporel (c) constellation avec pré-compensation ($\Delta T = 50$ ps).

L'AWG EUVIS nécessite d'ajuster le retard d'une manière logicielle en mesurant pour chaque retard la valeur de l'EVM correspondant afin de trouver un minimum optimal. La figure 4-6 montre l'influence du retard entre les deux voies sur l'EVM en B2B électrique pour un signal QPSK OFDM de 1 Gb/s généré par la carte d'EUVIS [110]. Nous pouvons constater que le retard est un paramètre influent qui affecte considérablement la qualité du signal transmis. L'EVM varie de 7,2% à 4% en appliquant un retard de 200 ps et monte à 18% quand nous appliquons un retard de 750 ps.

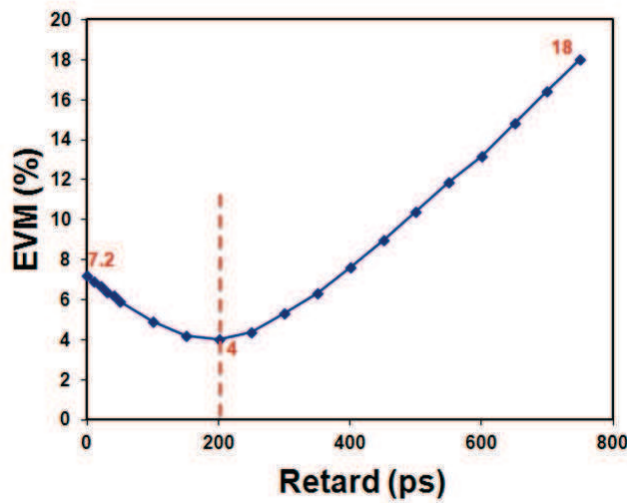


Figure 4-6 : EVM mesuré en fonction du retard temporel pour une liaison B2B électrique et un signal QPSK OFDM de 1 Gb/s.

4.2.1.3 Réglage du gain

Le signal RF généré par l'AWG doit être amplifié avant d'être appliqué au modulateur IQ afin d'atteindre l'excursion maximale de la tension autorisée par les modulateurs MZM ($2V_{\pi}$) sur deux bras du modulateur IQ. Selon les informations fournies dans la fiche technique de notre modulateur IQ (QPSK-LN-40), V_{π} est égal à 5,5 V.

Nous utilisons deux amplificateurs RF identiques (SHF 115 BP) avec un gain de 26 dB et une puissance de saturation à -1 dB de 24 dBm. La puissance d'entrée maximale de cet amplificateur est de 4 dBm, soit $1 V_{p-p}$. Le niveau de la tension de sortie de l'AWG Tektronix et EUVIS est d'environ $0,5 V_{p-p}$ sur chaque voie. Cependant, en comparant la constellation du signal à l'entrée et celle à la sortie des amplificateurs, on observe que l'EVM du signal est un peu dégradé. Elle est due à la saturation des amplificateurs RF.

Pour cette raison, la puissance d'entrée des amplificateurs RF doit être réglée de telle sorte que ceux-ci fonctionnent dans leur zone de linéarité. Le réglage s'effectue en ajustant l'amplitude des signaux I et Q à la sortie de l'AWG et en ajoutant deux atténuateurs électriques avec une atténuation de 2 dB pour chacun.

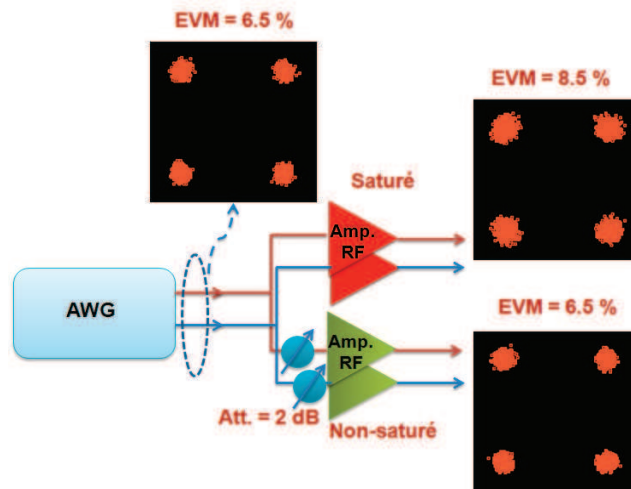


Figure 4-7 : Constellations d'un signal QPSK OFDM électrique avec et sans la satisfaction du fonctionnement linéaire des amplificateurs RF.

La figure 4-7 représente la constellation d'un signal QPSK OFDM électrique généré par l'AWG Tektronix et amplifié par des amplificateurs RF. Nous remarquons que l'adaptation des niveaux I et Q à l'entrée de deux amplificateurs RF a permis de conserver la qualité du signal par rapport à la sortie de l'AWG.

4.2.1.4 Réglage du modulateur optique IQ

Le réglage précis de la tension de polarisation du modulateur IQ a un impact très important sur les performances du système. Comme nous l'avons mentionné auparavant, le meilleur point de polarisation du modulateur IQ pour les formats CO-OFDM est un point de puissance de sortie nulle correspondant à V_π . Les étapes du réglage sont les suivantes :

- En présence d'un signal optique, et sans appliquer de signaux RF au modulateur, on règle la tension de polarisation du premier MZM de telle sorte que la puissance optique moyenne à la sortie du modulateur IQ soit au minimum. Ceci est une indication que le premier MZM est au point de fonctionnement V_π qui correspond à l'extinction du signal.
- Nous répétons cette étape avec le deuxième MZM.
- Ensuite, nous appliquons les tensions de polarisation au modulateur IQ en variant la commande de déphasage de 90° de telle sorte que la puissance optique moyenne de sortie se trouve à un niveau moyen de puissance entre les puissances minimales et maximales de sortie. Ceci est une indication que le deuxième bras du modulateur IQ est en position de quadrature par rapport à son premier bras.

Les points de polarisation des modulateurs sont représentés sur la figure 4-8. Le dernier réglage peut être affiné en surveillant le signal reçu et en faisant varier le déphasage pour atteindre le meilleur EVM et une constellation sans rotation.

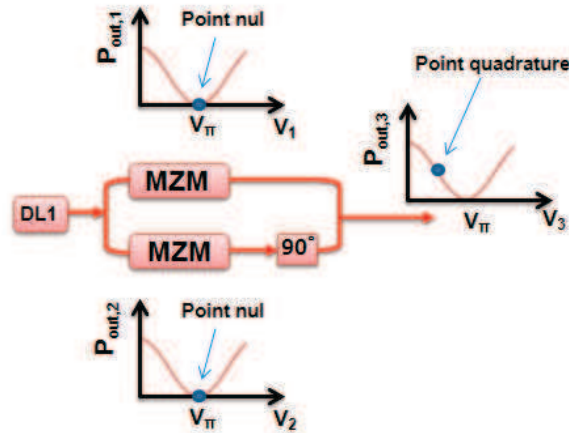


Figure 4-8 : Représentation graphique des points de polarisation des modulateurs MZM dans un modulateur optique IQ.

Le réglage du point d'extinction est crucial car l'OFDM optique est très sensible aux non linéarités de modulation causées par une erreur de polarisation. De plus, la polarisation aux points V_π supprime également la porteuse optique. La figure 4-9 illustre les spectres simulés avec un réglage précis de la polarisation à V_π et avec un petit décalage de 3% de ce point de polarisation. On peut constater que ce décalage entraîne une déformation du spectre du signal OFDM ainsi que la présence de la porteuse optique. La dégradation de l'EVM pour cet exemple est de 1,7% (de 4,3% à 6%).

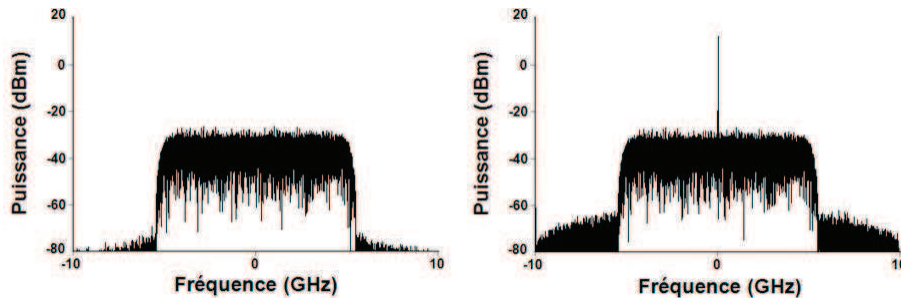


Figure 4-9 : Simulation de l'influence d'un petit décalage (3%) sur le point de polarisation autour de V_π sur le spectre d'un signal OFDM optique.

4.2.2 Détection et démodulation du signal reçu

Comme nous l'avons mentionné auparavant, nous nous intéressons à un seul état de polarisation (TE). Un réglage manuel de la polarisation est effectué en surveillant la qualité du signal démodulé pour fixer une position du contrôleur de polarisation pour laquelle nous trouvons le meilleur EVM. Une étape importante dans la détection est la synchronisation temporelle et fréquentielle. Le préfixe cyclique est utilisé pour la synchronisation temporelle. La synchronisation de fréquence peut être éliminée en utilisant le même laser à l'émetteur et au récepteur avec une largeur de raie limitée à 100 kHz. Cependant, un bruit de phase basse fréquence existe en raison d'un retard de propagation de la ligne de transmission qui peut être éliminé par une poursuite de phase au niveau du récepteur.

4.3 Caractéristiques des signaux OFDM

Le signal OFDM est généré *offline* et contient 128 sous-porteuses (SP_{total}). Il est composé de 80 sous-porteuses au milieu du spectre sur 128 utilisées pour transporter les données ($SP_{données}$) et 4 pilotes sont définis pour l'estimation de canal. La sous-porteuse DC est mise à zéro ainsi que le reste des sous-porteuses pour établir une bande de garde à gauche et également à droite du spectre. La bande de garde est utilisée pour séparer le signal principal du repliement de spectre généré par l'AWG. La figure 4-10 montre la forme conceptuelle de ce spectre à la sortie de l'AWG et la position des pilotes et des intervalles spectraux de garde.

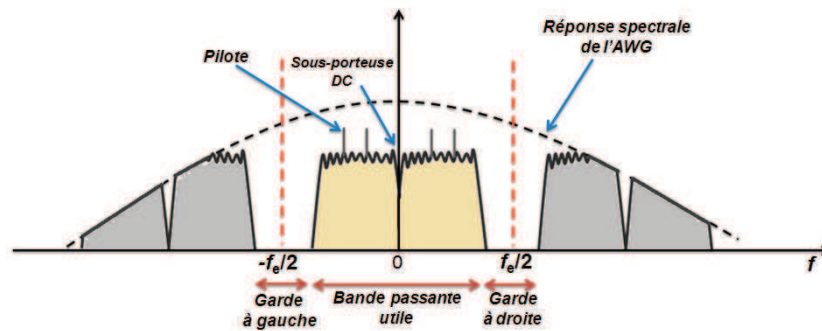


Figure 4-10 : Forme conceptuelle du spectre à la sortie de l'AWG. f_e est la fréquence d'échantillonnage de l'AWG.

En outre, un huitième de la durée symbole est défini comme préfixe cyclique (CP) pour éviter l'interférence entre symboles et aider à la synchronisation. Nous associons une séquence PRBS de longueur $2^{15}-1$ bits codée en QPSK aux sous-porteuses de données correspondantes. Pour l'AWG Tektronix, le débit réel des données (D_r) peut être calculé à partir du débit binaire ($D_b = 20$ Gb/s) de la façon suivante :

$$(D_r)_{Gb/s} = (1 - CP) \frac{SP_{données}}{SP_{tot}} D_b = (1 - 0.125) \frac{80}{128} (20)_{Gb/s} \quad (4.2)$$

$$\approx 10,94 \text{ Gb/s}$$

Il est contenu dans une bande-passante de 6,25 GHz en utilisant le format de modulation QPSK et un filtre en cosinus surélevé avec un facteur de *roll-off* de 0,1. Pour un signal OFDM, nous utilisons ce filtre afin de mettre en forme le signal dans le domaine temporel. Le nombre total de symboles OFDM dans le signal transmis est de 2500. Le spectre du signal optique après le modulateur IQ, obtenu expérimentalement, est représenté sur la figure 4-11.

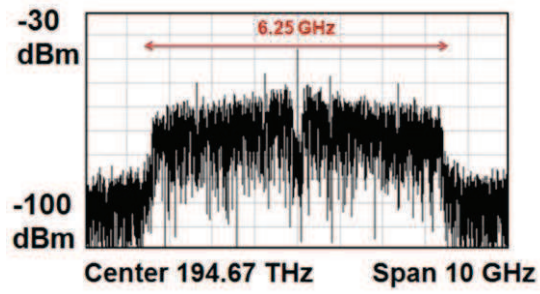


Figure 4-11 : Spectre mesuré du signal CO-OFDM après le modulateur optique IQ.

Pour l'AWG *EUVIS*, nous pouvons aussi trouver le débit réel de la même manière en mettant $D_b = 2$ Gb/s dans l'équation (4.2). Le débit réel dans ce cas est d'environ 1 Gb/s.

4.4 Influence de la puissance d'entrée du SOA sur la transmission CO-OFDM

Nous évaluons dans un premier temps la sensibilité du récepteur. La figure 4-12 présente l'EVM mesuré et simulé en fonction de la puissance d'entrée de récepteur pour un signal QPSK CO-OFDM, à la longueur d'onde de 1540 nm et dans la configuration B2B (configuration de la chaîne de transmission sans le SOA). Pour des puissances fortes, les deux EVM simulé et mesuré sont constants (respectivement 8% et 9%). Cependant, pour des puissances faibles, inférieures à -21 dBm à l'entrée du récepteur, l'EVM mesuré commence à augmenter car les puissances utilisées sont inférieures à la sensibilité du récepteur. Une puissance de -21 dBm à l'entrée du récepteur correspond à une puissance de -40 dBm à l'entrée du SOA ayant un gain de 19 dB. Pour cette raison, dans toutes les mesures, nous n'utilisons pas de puissance d'entrée du SOA inférieure à -40 dBm afin d'être en mesure de comparer les résultats expérimentaux avec ceux obtenus par simulations.

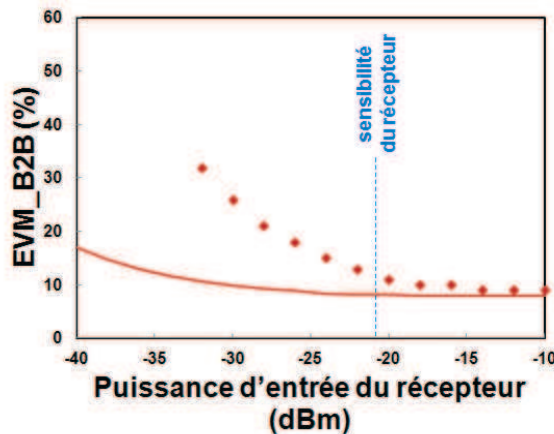


Figure 4-12 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du récepteur pour un signal QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm dans la configuration B2B. Le courant de polarisation est de 200 mA.

En présence du SOA, nous traçons, sur la figure 4-13, l'EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée du SOA. Nous pouvons constater que la plage utilisable des niveaux de puissance d'entrée, pour laquelle un EVM inférieur à 16,4% (BER inférieur à 10^{-9}) et 32% (BER inférieur à 10^{-3}) sont accessibles, est respectivement limitée à 17 dB et 27 dB. L'analyse du résultat peut être divisée en deux régimes de fonctionnement : le régime linéaire et le régime saturé qui seront développés dans la suite.

4.4.1 Régime linéaire

Dans cette région, le SOA fonctionne comme un amplificateur linéaire. Les résultats montrent que l'EVM s'améliore avec l'augmentation de la puissance moyenne incidente du signal. Ils montrent aussi que les EVM simulés concordent très bien avec les valeurs mesurées.

A faible puissance du signal l'ASE est importante et participe à la dégradation du rapport signal sur bruit. Pour déterminer l'influence de l'ASE, nous avons évalué numériquement l'EVM de notre signal QPSK CO-OFDM avec et sans ASE. Les autres sources de bruit comme le bruit thermique et le bruit de grenaille sont toujours considérées dans la simulation. Sur la figure 4-14, nous pouvons constater qu'en supprimant le bruit d'ASE dans le modèle, l'EVM n'augmente pas lorsque la puissance optique d'entrée diminue. Ceci montre que la source principale de la dégradation pour les faibles puissances d'entrée est le bruit d'ASE produit par le SOA. En outre, nous affichons les constellations pour une puissance faible d'entrée (-40 dBm) afin d'illustrer graphiquement l'impact de l'ASE sur la qualité du signal détecté.

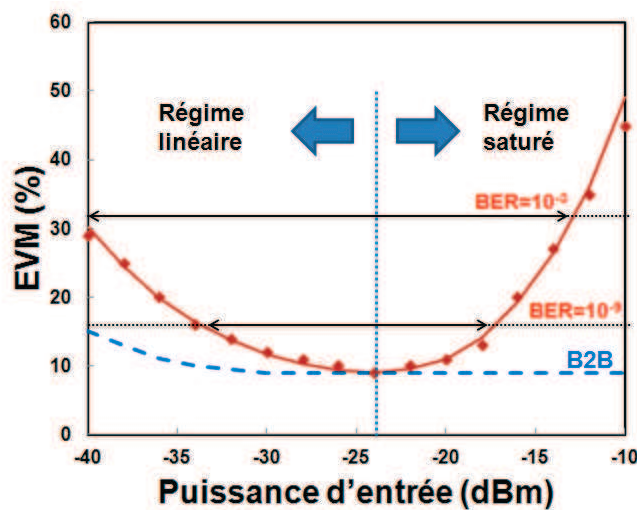


Figure 4-13 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour un signal QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA. B2B : back-to-back.

Ces résultats sont obtenus pour la valeur du NF du SOA utilisé qui est lié à la puissance ASE (P_{ASE}) par l'équation (3.23). Pour évaluer l'influence du NF, nous simulons l'évolution de l'EVM pour différentes valeurs de NF qui sont modifiées par la variation « virtuelle » de P_{ASE} à la sortie du SOA sans aucun changement dans les paramètres de fonctionnement de l'amplificateur. Ainsi, nous pouvons simuler un SOA dont seul le NF varie.

La figure 4-15 représente l'EVM de notre signal QPSK CO-OFDM en fonction du NF à la longueur d'onde 1540 nm pour deux puissances d'entrée, -40 dBm et -30 dBm. Le NF du SOA utilisé à cette longueur d'onde est de 8 dB. La plus petite valeur de NF pour un SOA idéal est de 3 dB. Il peut être constaté que la réduction du NF du SOA améliore notamment les performances pour les puissances moyennes d'entrée faibles (-40 dBm). L'EVM diminue de 36,8% à 17,8% lorsque le NF varie de 10 dB à 3 dB. On peut en déduire que, en utilisant un SOA avec un faible NF, des puissances faibles peuvent être amplifiées correctement en satisfaisant la contrainte de l'EVM du système. En d'autres termes, les signaux peuvent être transmis sur de plus longues distances avant d'être amplifiés à nouveau.

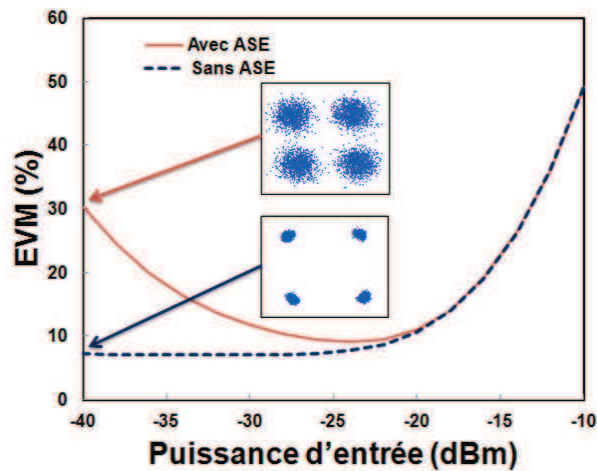


Figure 4-14 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA avec le bruit d'ASE (trait continu) et sans (ligne pointillée) à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA.

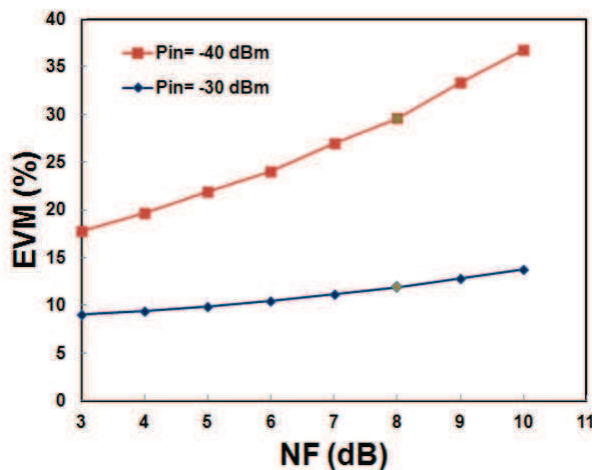


Figure 4-15 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du NF à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA. La valeur du NF du SOA utilisé est 8 dB.

4.4.2 Régime saturé

L'EVM est amélioré en augmentant la puissance du signal. Le meilleur EVM mesuré et calculé numériquement est de 9% pour les puissances d'entrée supérieures à -24 dBm. Toutefois, l'accroissement de la puissance d'entrée augmente les effets non linéaires et provoque une dégradation de l'EVM. Nous allons discuter dans les paragraphes suivants l'influence de plusieurs non-linéarités.

4.4.2.1 Impact du mélange à quatre ondes, FWM

Le FWM apparaît directement dès lors que nous employons des signaux multi-porteuses comme les signaux OFDM. L'importance de l'effet du FWM est fonction de l'intervalle spectral entre les signaux incidents et de leurs puissances (cf. section 3.3.6). Dans les résultats obtenus sur la figure 4-16, la puissance du signal varie tandis que l'intervalle spectral est fixé par le nombre constant de sous-porteuses. Pour illustrer l'influence de la puissance, nous traçons le spectre du FWM à la sortie du SOA en injectant à son entrée deux sous-porteuses de phase et d'amplitude identiques (figure 4-16). Nous pouvons constater que l'augmentation de l'amplitude et le nombre de produits FWM sont liés à une augmentation de la puissance des sous-porteuses optiques.

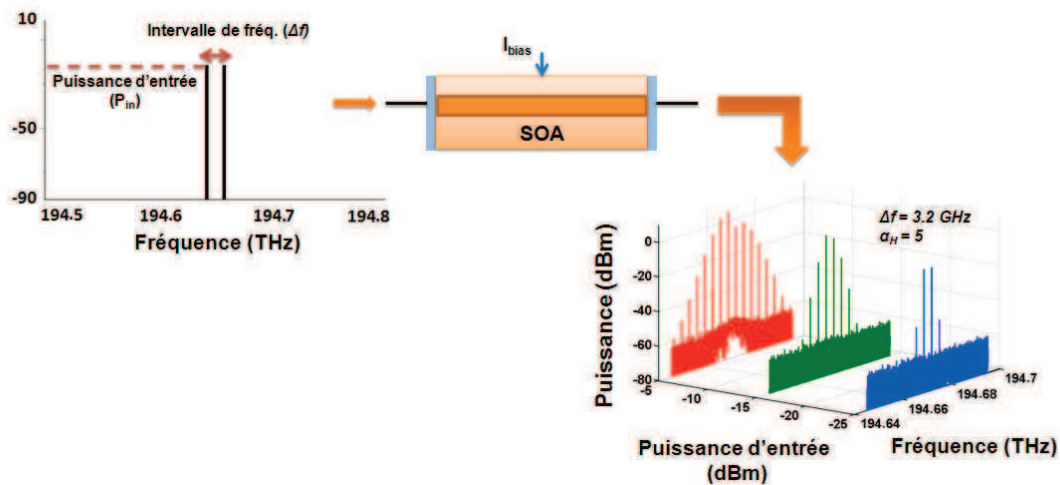


Figure 4-16 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des puissances d'entrée -25, -15 et -5 dBm. L'intervalle de fréquence $\Delta f = 3,2$ GHz et le facteur $\alpha_H = 5$. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$.

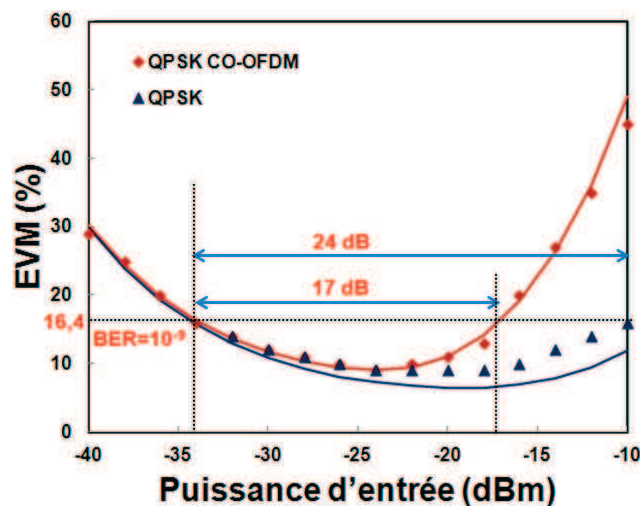


Figure 4-17 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA.

Pour évaluer l'influence du FWM sur la qualité d'un système multi-porteuses QPSK CO-OFDM, nous comparons les résultats obtenus expérimentalement et par simulation avec le résultat d'un signal mono-porteuse QPSK ayant le même débit binaire et les mêmes conditions de liaison de transmission. L'EVM obtenu pour le signal QPSK est montré sur la figure 4-17 et comparé avec les résultats précédents obtenus pour un signal CO-OFDM QPSK.

Nous pouvons constater, à partir du relevé des EVM et des constellations (figure 4-18) que, contrairement au signal QPSK où l'effet SPM est dominant, l'effet FWM pour le signal CO-OFDM apparaît avant toutes les autres non-linéarités et devient dominant lorsque la puissance d'entrée augmente. Cet effet réduit considérablement la plage utilisable des niveaux de puissance d'entrée pour le signal QPSK CO-OFDM en comparaison avec le signal QPSK. En effet, pour un EVM de 16,4% (correspondant à un BER de 10^{-9} , voir figure 2-31), cette plage se réduit d'environ 7 dB.

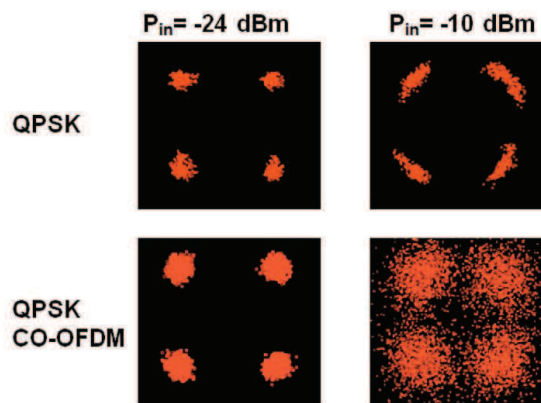


Figure 4-18 : Constellations du signal reçu après le SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM aux puissances d'entrée de -24 et de -10 dBm.

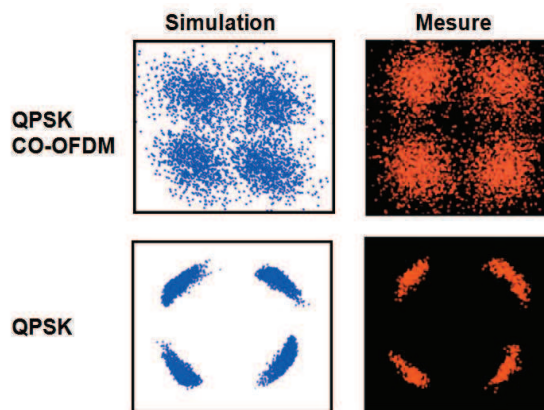


Figure 4-19 : Comparaison des constellations du signal reçu après le SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM à forte puissance (-10 dBm).

La comparaison des résultats de simulation et de mesure (figure 4-17) montre que la courbe d'EVM simulé concorde assez bien avec celle des EVM mesurés pour les deux signaux à des puissances d'entrée élevées, en particulier pour le signal CO-OFDM. En outre, en comparant les constellations pour une puissance d'entrée -10 dBm, la figure 4-19 montre que notre modèle

de SOA simule convenablement les effets non linéaires tels que le SPM pour le signal QPSK et le FWM pour le signal CO-OFDM.

4.4.2.2 Impact de la puissance de saturation de sortie du SOA

Nous étudions dans ce paragraphe l'influence de la linéarité du SOA sur la qualité de réception. Nous augmentons le régime de fonctionnement linéaire du SOA en augmentant sa puissance de saturation de sortie en employant une pompe optique à la transparence du gain, méthode utilisée pour améliorer la puissance de saturation de sortie du SOA [111]. Cette étude a été effectuée seulement par simulation. L'intérêt de cette méthode est qu'elle améliore la puissance de saturation de sortie du SOA sans changer le point de fonctionnement en termes de niveau de gain et de NF. Nous effectuons la simulation en injectant la pompe optique autour de la transparence du gain dans le SOA avec une configuration contra-propagative (figure 4-20) [111].



Figure 4-20 : Pompage optique autour de la transparence du gain dans le SOA avec une configuration contra-propagative.

Dans notre simulation, la puissance de pompe est de 17 dBm à 1416 nm. La figure 4-21 présente le gain optique du SOA en fonction de la puissance de sortie. Une amélioration d'environ 4,2 dB est obtenue pour la puissance de saturation de sortie. En outre, le facteur de couplage amplitude-phase, α_H , reste constant sur une plus grande plage de puissances.

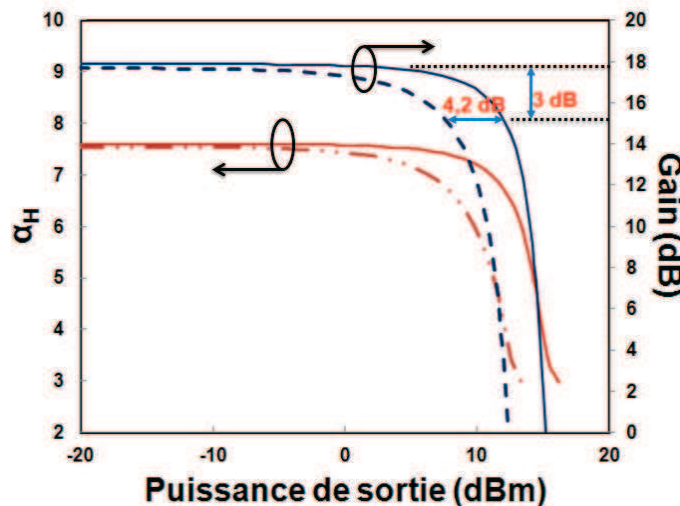


Figure 4-21 : Gain optique et facteur alpha simulés en fonction de la puissance de sortie sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.

De plus, comme présenté sur la figure 4-22, l'augmentation de la puissance de saturation de sortie et donc de la plage de fonctionnement linéaire du SOA a une influence favorable sur la diminution de la puissance des produits du FWM.

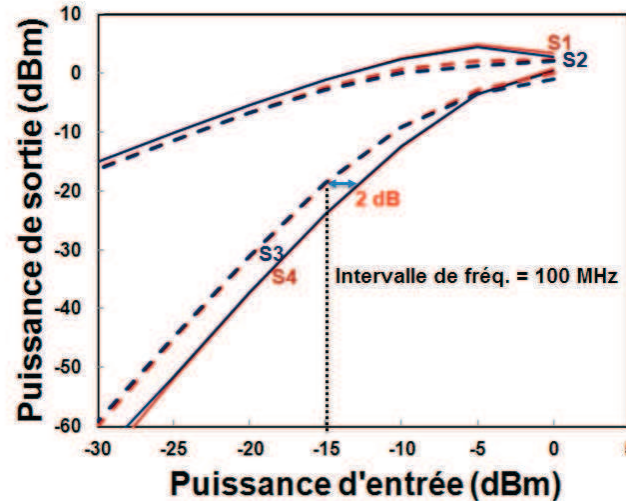


Figure 4-22 : Produits FWM simulés en fonction de la puissance d'entrée sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.

En évaluant l'EVM d'un signal CO-QPSK OFDM avec cette configuration et en comparant avec les résultats précédents (figure 4-23), une amélioration de l'EVM est observée pour les puissances d'entrée élevées et une augmentation de la plage de puissance d'entrée d'environ 2,5 dB est obtenue pour la même valeur de l'EVM.

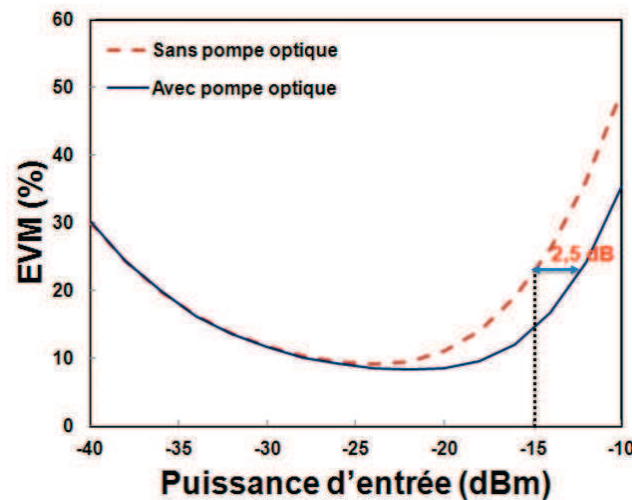


Figure 4-23 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.

4.4.2.3 Impact du facteur de couplage phase-amplitude

Enfin, nous étudions l'impact du facteur de couplage amplitude-phase (α_H) sur l'EVM. α_H influe directement le FWM [112]. L'effet de couplage phase d'amplitude, exprimé par le facteur α_H , est très important pour les formats de modulations multi-porteuses. En effet, α_H exprime la variation réciproque dans la phase et l'amplitude à la fois de chaque sous-porteuse et entre sous-porteuses qui déforme la réponse des données dans le domaine temporel et élargit ainsi le spectre de chaque sous-porteuse dans le domaine fréquentiel. L'élargissement du spectre renforce les produits FWM en conséquence. En effet, la figure 4-24 montre les spectres du FWM pour les trois valeurs différentes de α_H (0, 5 et 10). Il faut noter que les spectres du FWM ont été obtenus par l'injection de seulement deux sous-porteuses non-modulées dans le SOA. Nous constatons que les produits FWM diminuent de manière significative pour les valeurs de α_H faibles.

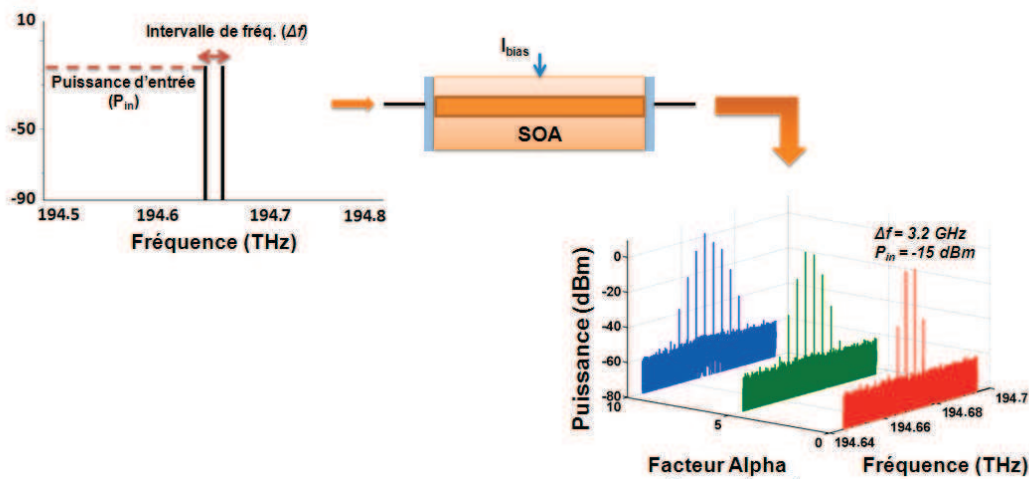


Figure 4-24 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des valeurs du facteur $\alpha_H = 0, 5$ et 10 . L'intervalle de fréquence $\Delta f = 3,2$ GHz et la puissance d'entrée $P_{in} = -10$ dBm. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$.

L'impact du facteur de couplage phase-amplitude sur l'EVM est illustré par des simulations sur la figure 4-25. Nous avons tout d'abord calculé l'EVM en fixant une valeur réaliste pour α_H (5,6), puis nous l'avons calculé avec α_H « idéal » égal à zéro. Une amélioration significative de la plage de puissances d'entrée (7,5 dB pour un BER fixé à 10^{-9}) est obtenue en réduisant α_H . En conclusion, l'amplification de signaux multi-porteuses à base de SOA devrait être de meilleure qualité si l'on choisit des structures de SOA ayant de faibles facteurs de couplage phase-amplitude.

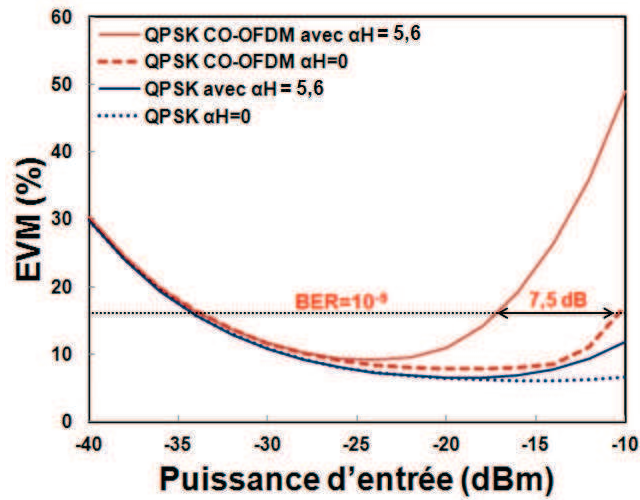


Figure 4-25 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA avec la valeur réaliste de $\alpha_H=5,6$ (trait continu) et avec $\alpha_H=0$ (ligne pointillée) à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA.

4.5 Influence de la longueur d'onde du signal

La figure 4-26 présente la variation de l'EVM simulé et mesuré en fonction de la longueur d'onde pour trois différentes puissances injectées dans le SOA (-30, -20 et -10 dBm). En raison du fonctionnement du récepteur cohérent dans les bandes C et L uniquement, les mesures de l'EVM ont été effectuées pour des longueurs d'onde supérieures à 1530 nm. En effet, la bande passante optique du SOA utilisé est centrée à la limite basse de la bande C, ainsi l'intervalle de mesure s'est limité à la droite du pic de gain du SOA. Par contre, les simulations ont été effectuées dans la gamme de longueur d'onde de 1480 nm à 1580 nm couvrant la totalité de la bande passante optique du SOA,

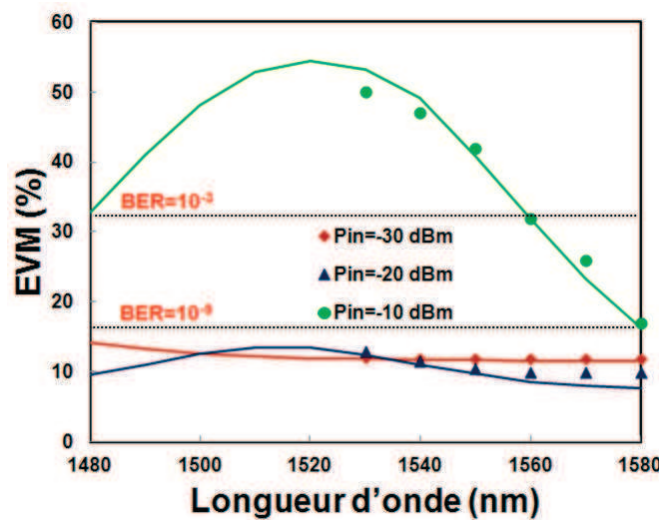


Figure 4-26 : EVM d'un signal QPSK CO-OFDM simulé (ligne continue) et mesuré (points) en fonction de la longueur d'onde pour trois puissances injectées dans le SOA (-30, -20, -10 dBm). Le courant de polarisation est de 200 mA.

La comparaison des EVM mesuré et simulé sur la figure 4-26 montre une excellente concordance sur une large plage de longueur d'onde et de puissance d'entrée. Pour s'assurer de la validité de nos simulations en dehors de la plage de mesure, nous avons effectué des mesures à l'aide d'un SOA non-linéaire (CIP XN-OEC-1550) de gain élevé (28 dB à 1555 nm), dont la bande passante optique est centrée dans la bande C. Le gain optique et l'EVM mesurés pour deux puissances d'entrée de -20 et -30 dBm sont tracés sur la figure 4-27. La forme de la courbe suit l'évolution de gain et montre la même forme que celle trouvée en la simulation.

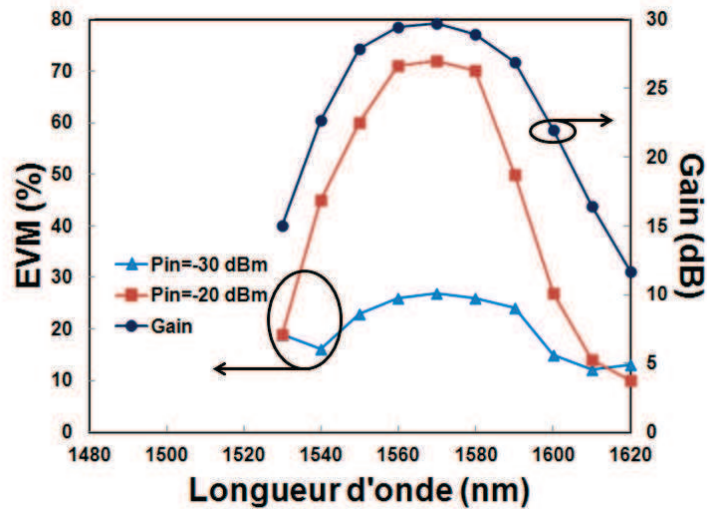


Figure 4-27 : EVM et gain optique d'un signal QPSK CO-OFDM mesurés en fonction de la longueur d'onde pour deux puissances injectées dans le SOA (-30 et -20 dBm). Le courant de polarisation est de 200 mA.

L'analyse des résultats des figure 4-26 et figure 4-27 est assez complexe car les principaux paramètres du SOA comme le gain optique, le facteur du bruit, le facteur de couplage amplitude-phase et la puissance de saturation varient considérablement (cf. sections (3.3.1), (3.3.2), 3.3.3) et 3.3.4)). Cependant nous pouvons dégager les points suivants :

- À faible puissance, pour une puissance d'entrée de -30 dBm, nous remarquons que l'allure de l'EVM suit approximativement la variation du NF du SOA (figure 3-8(a)).
- À la puissance moyenne (-20 dBm), la forme de la courbe d'EVM est proche de celle du gain optique du SOA. Les effets non-linéaires sont plus renforcés pour les longueurs d'ondes proches du pic de gain du SOA et augmentent l'EVM dans cet intervalle.
- En régime de saturation, pour une puissance d'entrée de -10 dBm, l'EVM augmente considérablement en raison de la contribution forte du FWM comme cela est montré dans le paragraphe précédent. Toutefois l'allure de l'EVM est dissymétrique autour du pic du gain. Il diminue fortement, en s'éloignant du pic de gain vers les grandes longueurs d'onde. Dans cette plage de longueurs d'onde la puissance de saturation de sortie est améliorée tandis que le facteur de couplage phase-amplitude augmente. Ces deux paramètres agissent dans un sens opposé sur l'EVM mais l'amélioration de la puissance de saturation est la plus influente.

Sur la figure 4-28 nous représentons à nouveau les résultats de l'EVM obtenus par simulation conjointement avec le gain optique sur une plus grande plage de longueurs d'onde, à partir de 1460 nm jusqu'à 1600 nm pour une puissance optique injectée à l'entrée du SOA égale à -10 dBm. Nous constatons que l'EVM aux extrémités gauche et droite de la bande passante du SOA est bien plus faible que celle obtenue dans le milieu de la bande-passante. D'autre part, à gain identique, à -6 dB du pic du gain comme cela est montré sur la figure 4-28, l'EVM à droite du pic du gain est plus faible qu'à gauche. Ce résultat est identique aux variations du mélange à quatre d'onde en fonction de la longueur d'onde. En effet, nous utilisons un signal avec 2 sous-porteuses non modulées ayant un écart fréquentiel de 78,125 MHz qui correspond à l'intervalle entre deux sous-porteuses voisines de notre signal QPSK-OFDM avec un débit binaire de

20 Gb/s et 128 sous-porteuses. Nous présentons ensuite sur la figure 4-28 les spectres montrant le FWM obtenu sur la longueur d'onde du pic du gain et sur les longueurs d'onde se situant à -6 dB du gain maximal. Nous constatons à partir de ces résultats que, pour le même gain pris de chaque côté du spectre du gain, les produits du FWM sont moins importants qu'au pic du gain. De même, à gain constant, le spectre du FWM aux grandes longueurs d'ondes est plus faible qu'aux courtes longueurs d'ondes.

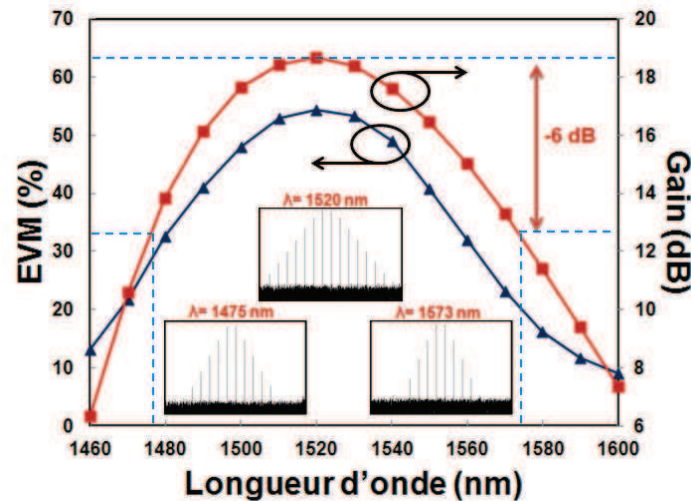


Figure 4-28 : EVM, gain optique et spectres du FWM simulés pour un signal QPSK CO-OFDM. Le courant de polarisation vaut 200 mA et la puissance d'entrée -20 dBm.

4.6 Influence du courant de polarisation

La figure 4-29 montre la variation de l'EVM mesuré en fonction du courant de polarisation du SOA. La mesure a été effectuée, dans le cadre du stage de Master Recherche de *P. Gémayel* [110], pour un signal de 1 Gb/s généré par la carte *EUVIS* et une puissance d'entrée de -26 dBm.

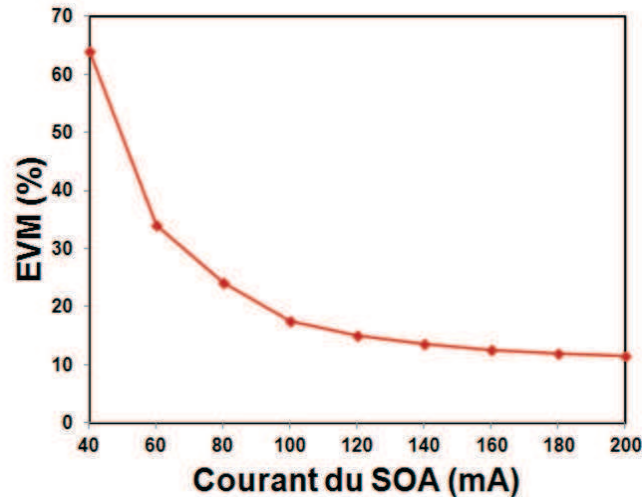


Figure 4-29 : EVM mesuré d'un signal QPSK CO-OFDM de 1Gb/s en fonction du courant de polarisation du SOA pour une puissance d'entrée de -26 dBm et une longueur d'onde de 1540 nm.

Nous trouvons une forte dégradation de l'EVM pour les faibles courants. Cela est lié au fait que pour des faibles courants de polarisation, le SOA fonctionne dans la zone d'absorption. En effet, dans cette région, le gain optique en dB est négatif et le facteur de bruit très élevé (figure 4-30). Pour un courant supérieur à 140 mA l'EVM est relativement constant.

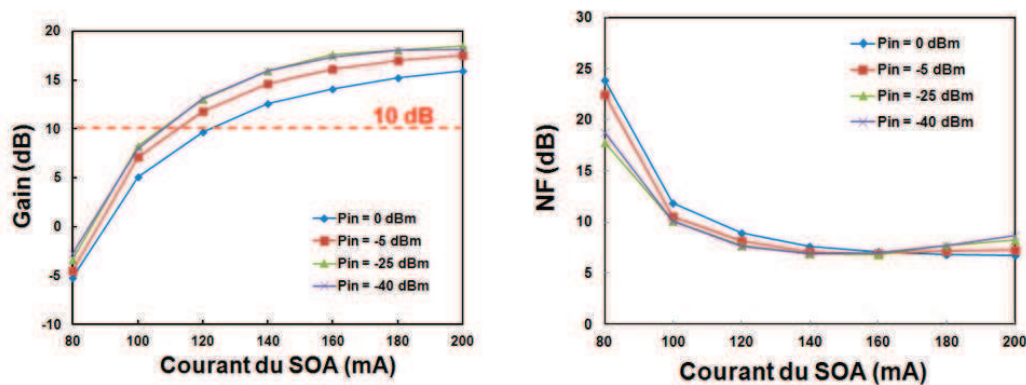


Figure 4-30 : Gain optique et facteur de bruit en fonction du courant de polarisation du SOA pour plusieurs puissances d'entrée et une longueur d'onde de 1540 nm.

Nous avons également effectué une mesure de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée pour deux courants différents de 140 et 200 mA (figure 4-31). Pour ces deux courants le SOA est dans sa zone d'amplification.

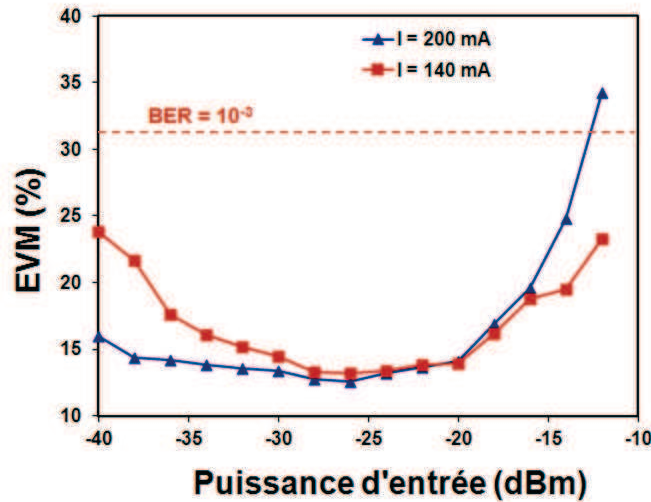


Figure 4-31 : EVM mesuré d'un signal QPSK CO-OFDM de 1Gb/s en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs courants de polarisation et une longueur d'onde de 1540 nm.

L'évolution de l'EVM suit la même logique d'analyse que celle de la section 4.4, pour les faibles puissances d'entrée. De même, pour les puissances élevées, les effets non-linéaires, surtout le FWM, augmentent l'EVM. Nous constatons que pour une puissance de -12 dBm et un courant de 200 mA l'EVM est égal à 34,3% tandis qu'il vaut 25% pour un courant de 140 mA.

Les courants 140 et 200 mA permettent d'obtenir un gain supérieur à 10 dB quelle que soit la puissance d'entrée (voir la figure 4-30). D'autre part, pour un courant de 140 mA, la plage des puissances d'entrée, qui assurent un BER inférieur à 10^{-3} est plus étendue que dans le cas d'un courant de 200 mA (figure 4-31) ; en contrepartie le gain à 140 mA baisse d'environ 3 dB (figure 4-30). Cette variation de l'EVM en fonction du courant permet de choisir le point de fonctionnement selon la fonction assurée par le SOA. En effet, si le SOA est utilisé comme booster, où la puissance d'entrée est forte, il est préférable d'appliquer un courant de polarisation plus faible afin de diminuer l'influence d'effets non-linéaires. En cas d'utilisation du SOA comme préamplificateur ou amplificateur en ligne, où la puissance d'entrée est faible, un courant de polarisation plus important sera nécessaire pour profiter du gain et du faible facteur de bruit du SOA.

4.7 Influence du débit binaire

Dans ce paragraphe, nous étudions par simulation la réponse dynamique du SOA dans un système de transmission en évaluant sa réponse aux variations du débit binaire d'un signal OFDM. Nous évaluons ici la variation d'EVM, au lieu de l'EVM, définie comme suit :

$$\text{Variation d'EVM}(\%) = \text{EVM}(\%) - \text{EVM}_{B2B}(\%) \quad (4.3)$$

Cette définition nous permet de tenir compte de la réponse fréquentielle des composants de la chaîne de transmission (EVM_{B2B}) comme présentée sur la figure 4-32(a). Les résultats de simulation de la variation d'EVM en fonction du débit binaire sont présentés sur la figure 4-32(b). Comme nous pouvons le constater, avec l'augmentation du débit qui est équivalent à l'élargissement de la bande passante du signal, l'EVM est diminué fortement pour la puissance de -15 dBm (début du régime de saturation) tandis qu'il augmente pour -25 dBm (en régime linéaire). L'influence du débit binaire sur la réponse du SOA à un signal OFDM dépend de certains facteurs tels que le nombre de sous-porteuses, la réponse fréquentielle en petit signal du SOA aux effets non-linéaires et aussi le rapport signal sur bruit optique (*OSNR : optical signal-to-noise ratio*) à la sortie du SOA. Nous examinerons ces paramètres dans les paragraphes suivants.

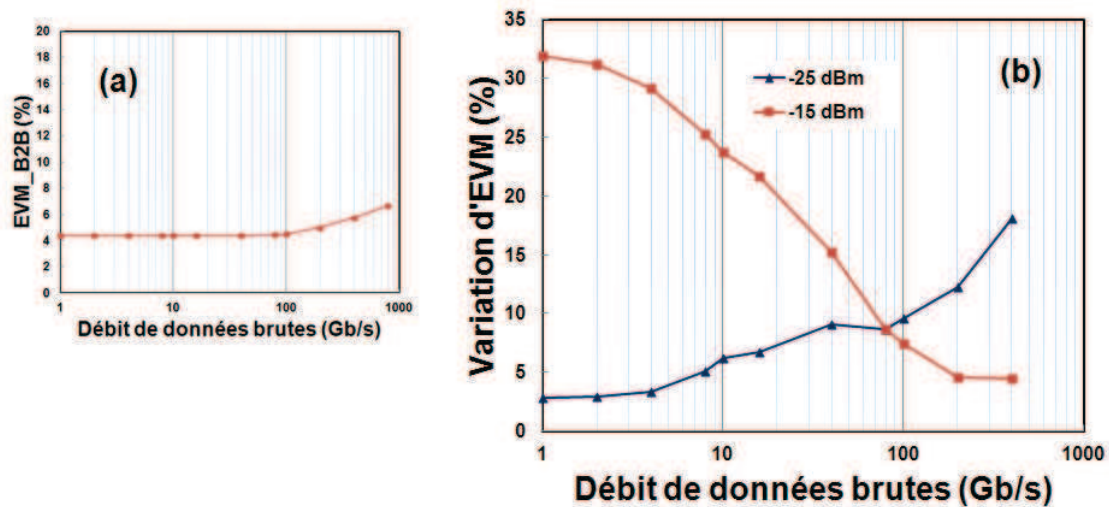


Figure 4-32 : (a) EVM B2B et (b) Variation d'EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.

4.7.1 Influence du nombre de sous-porteuses

Comme nous l'avons vu précédemment, le FWM dans le SOA en régime de saturation peut devenir une source principale de dégradation pour les signaux CO-OFDM. La figure 3-21(a) montre que l'influence du FWM augmente en réduisant l'intervalle fréquentiel entre les sous-porteuses. Maintenant, nous simulons le spectre du FWM comme précédemment (cf 4.4.2.3) en

utilisant deux sous-porteuses avec des phases et des amplitudes identiques et une puissance moyenne de -15 dBm à l'entrée de SOA. Les résultats montrent sur la figure 4-33 une baisse du nombre de produits FWM ainsi qu'une diminution de leurs puissances en augmentant l'intervalle de fréquence.

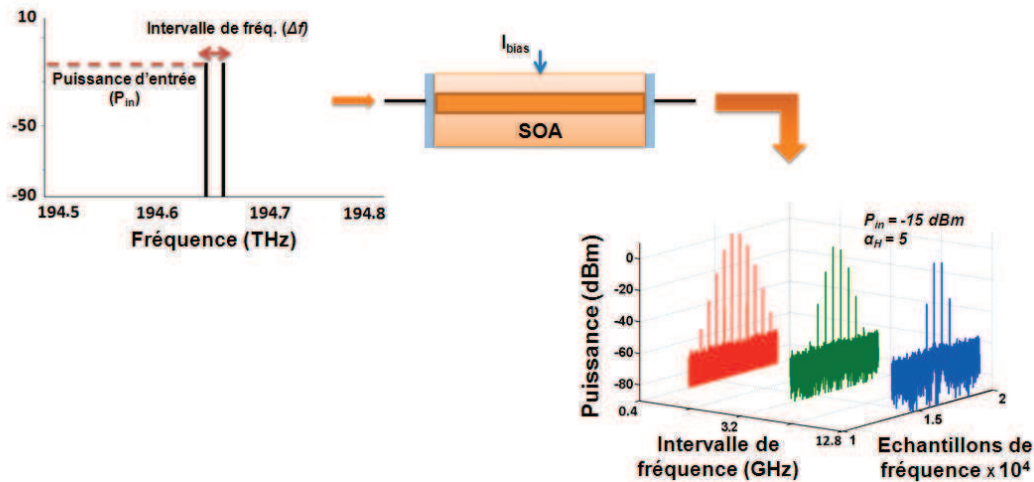


Figure 4-33 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des intervalles de fréquence 0,4, 3,2 et 12,8 GHz. La puissance moyenne d'entrée est -15 dBm et le facteur $\alpha_H = 5$. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$.

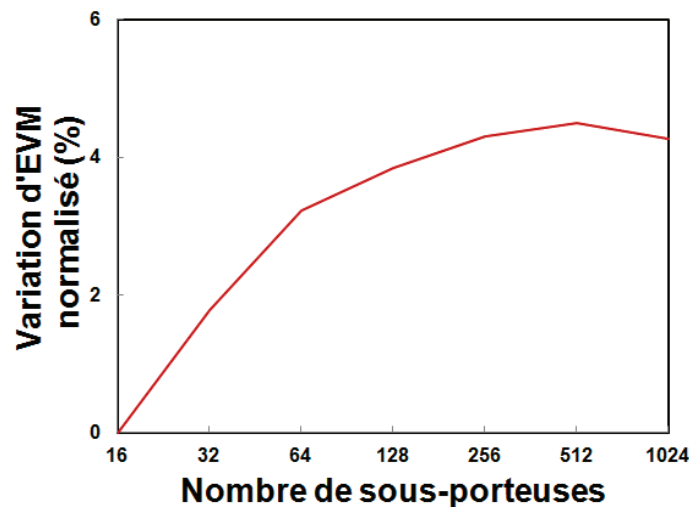


Figure 4-34 : Variation d'EVM normalisée d'un signal QPSK CO-OFDM simulé en fonction du nombre de sous-porteuses à la longueur d'onde de 1540 nm. La puissance d'entrée est de -15 dBm et le débit de données 10,94 Gb/s.

La variation de l'intervalle de fréquence entre les sous-porteuses est équivalente à la variation du nombre de sous-porteuses d'un signal OFDM. Pour étudier son impact sur l'EVM, nous faisons varier le nombre de sous-porteuses du signal CO-OFDM en gardant constant son débit de données (10,94 Gb/s) et la puissance optique moyenne incidente de -15 dBm. Puis nous

déterminons par simulation la variation de l'EVM pour chaque signal relativement à la transmission B2B, comme le montre la figure 4-34. Les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur obtenue pour le signal OFDM comportant 16 sous-porteuses.

Les résultats de simulation montrent que l'EVM augmente avec l'augmentation de nombre de sous-porteuses jusqu'à atteindre un maximum. En effet, l'augmentation du nombre de sous-porteuses provoque une diminution de la puissance associée à chaque sous-porteuse, ce qui réduit les influences du FWM et par conséquent, limite la dégradation de l'EVM.

4.7.2 Influence de la réponse fréquentielle des effets non-linéaires du SOA

Comme les réponses fréquentielles en petit signal de la modulation croisée du gain et de la phase du SOA, ainsi que l'efficacité du FWM en fonction de l'intervalle fréquentiel, sont de type passe-bas (cf. sections 3.3.5 et 3.3.6), une modulation à haut débit ne doit pas être affectée par l'effet du couplage phase-amplitude entre les sous-porteuses. La dégradation de l'EVM de la transmission CO-OFDM par le SOA est ainsi réduite.

L'impact des SGM et SPM sur la qualité du signal peut être déterminée en utilisant un signal QPSK simple. Il peut être considéré comme une sous-porteuse d'un signal OFDM, décalée sur la fréquence centrale, sans l'influence des autres sous-porteuses et, par voie de conséquence, du FWM. Dans ce cas, les effets SGM et SPM affectent seulement l'EVM. Les résultats de l'EVM et des constellations sont représentés sur la figure 4-35.

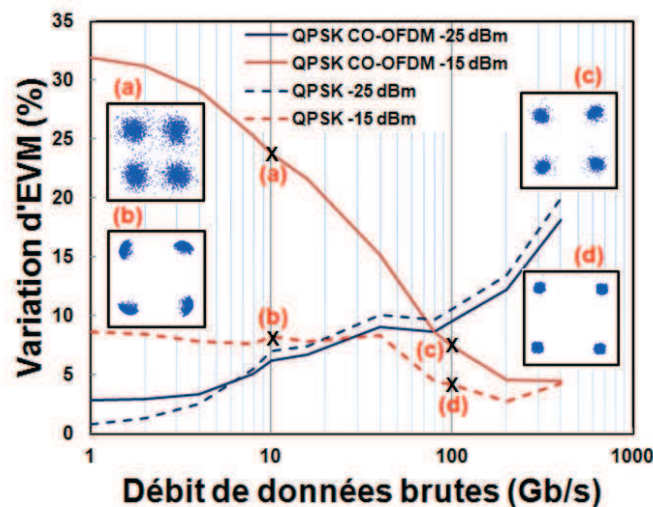


Figure 4-35 : Variation d'EVM et constellations simulées d'un signal QPSK et d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.

Nous pouvons constater qu'avec l'augmentation du débit binaire l'EVM du signal OFDM est fortement réduit pour une puissance d'entrée de -15 dBm. Cela est dû à l'impact du FWM sur le signal OFDM, ce que nous avons expliqué dans la section précédente. Cependant, à cette puissance d'entrée, l'EVM du signal QPSK ne change pas pour les faibles débits et diminue ensuite. Cela est dû au fait que la réponse du SPM a un comportement passe-bas (section 3.3.5.2). On peut aussi voir, à partir des constellations QPSK, que l'effet SPM disparaît complètement pour des débits élevés.

Nous pouvons constater, de plus, que l'EVM des deux signaux augmente progressivement pour une puissance d'entrée moyenne de -25 dBm où le SOA amplifie les deux signaux en l'absence de tout effet non-linéaire. Ceci peut s'expliquer par la variation de l'OSNR en fonction du débit des données, abordé dans le paragraphe suivant.

4.7.3 Influence du rapport signal sur bruit optique

Une augmentation du débit binaire du signal s'accompagne naturellement d'une augmentation de la bande passante optique du signal. En augmentant la bande passante optique et en maintenant constante la puissance optique du signal à l'entrée du SOA, le bruit généré par l'ASE augmente également. Par conséquent, le rapport signal sur bruit optique (OSNR) à la sortie du SOA se dégrade. L'OSNR exprime le rapport de la puissance du signal sur la puissance de bruit dans la bande spectrale du signal et est lié à la bande passante du signal optique par l'équation (3.23). L'évolution de l'OSNR en fonction du débit binaire est présentée sur la figure 4-36 pour deux puissances d'entrée. Ceci peut expliquer la raison pour laquelle l'EVM augmente pour la puissance faible (-25 dBm) dans la figure 4-32. Pour la puissance de -15 dBm, la diminution de l'OSNR est compensée par la diminution des non-linéarités.

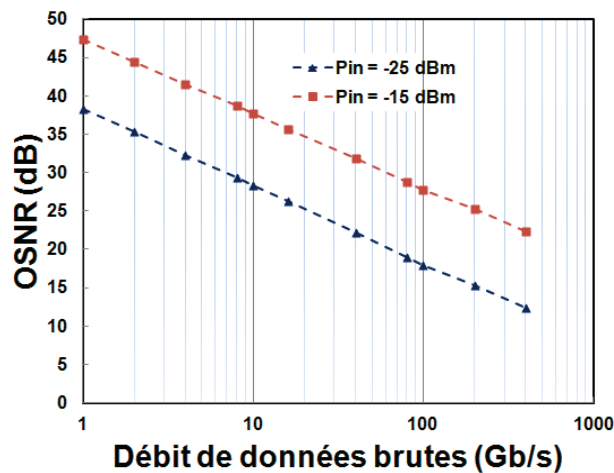


Figure 4-36 : Évolution de l'OSNR pour un signal QPSK CO-OFDM après le SOA en fonction du débit binaire et pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.

Ces résultats révèlent que nous pouvons faire un compromis entre le débit et la puissance d'entrée du SOA. Ainsi, augmenter la puissance pour saturer le SOA nous permettrait d'accéder à des EVM « raisonnables » à très haut débit. La figure 4-37 représente les résultats de l'EVM en fonction du débit de données pour le signal QPSK CO-OFDM, y compris à une puissance d'entrée très faible (-35 dBm), pour laquelle l'OSNR est significativement dégradé pour les hauts débits, et à des puissances d'entrées très fortes (-5 et 5 dBm), pour lesquelles le SOA fonctionne en régime de très forte saturation. Nous pouvons constater qu'il y a alors la possibilité d'injecter dans le SOA une puissance aussi faible que -35 dBm pour des bas débits et aussi grande que 5 dBm pour un débit de 400 Gb/s, tout en assurant un EVM acceptable.

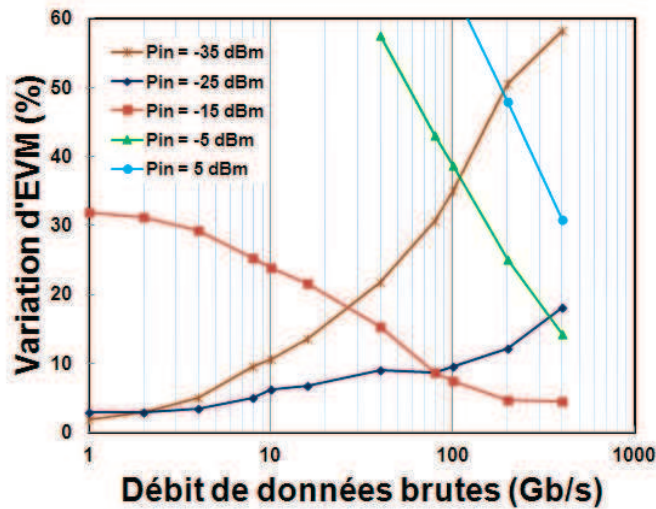


Figure 4-37 : Variation d'EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour des puissances moyennes de 5, -5, -15, -25 et -35 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.

Nous pouvons en déduire que, pour des applications bas débit, le SOA peut être utilisé comme préamplificateur. En revanche, pour des applications haut débit, le SOA peut être aussi utilisé comme booster. Dans ce cas la puissance d'entrée est très forte et le SOA est saturé. On se retrouverait alors probablement dans le même cas que les EDFA, ayant une dynamique très lente par rapport à la variation des signaux (quelques GHz de bande passante à comparer à 400 Gb/s).

4.8 Influence sur la transmission de l'insertion de 80 km de fibre optique

Pour simuler les conditions d'un système de transmission réel, nous avons utilisé une fibre SMF de longueur 80 km à la sortie du SOA (SOA utilisé en tant que préamplificateur). La puissance atteignable à la sortie de la fibre est de l'ordre de -30 dBm pour une atténuation dans la fibre d'environ 16 dB. Nous mesurons l'EVM en fixant la puissance d'entrée du SOA à -30 dBm avec et sans fibre pour plusieurs longueurs d'onde. Les EVM mesuré et simulé sont présentés sur la figure 4-38. Il faut noter que l'effet CD de la fibre doit être compensé avant le calcul de l'EVM. Cette compensation est effectuée en utilisant la technique décrite au paragraphe 3.4.2.2.

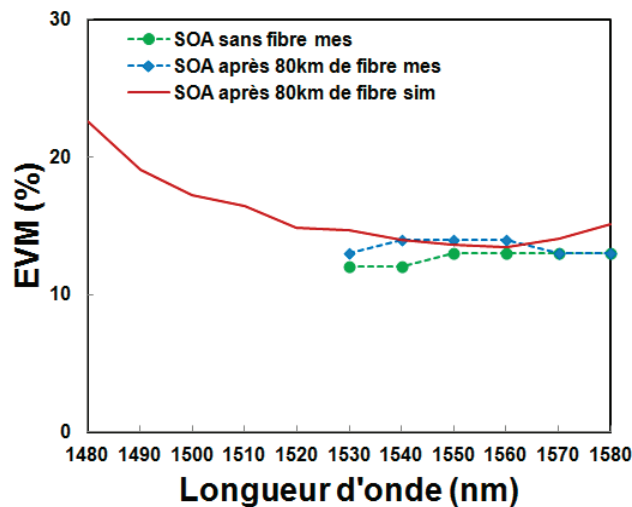


Figure 4-38 : EVM d'un signal QPSK CO-OFDM simulé (ligne continue) et mesuré (points) en fonction de la longueur d'onde pour une puissance d'entrée dans le SOA de -30 dBm. Le courant de polarisation est de 200 mA.

La figure 4-38 montre qu'en utilisant la capacité de la modulation OFDM à compenser les imperfections linéaires du canal, nous pouvons obtenir presque la même qualité de signal tandis que le SOA est utilisé comme un amplificateur en ligne ou comme préamplificateur. La divergence entre certains résultats de simulation et ceux mesurés pour certaines longueurs d'onde est due à l'efficacité différente de la technique d'égalisation utilisée dans le VSA d'*Agilent Technologies* pour la compensation des effets des imperfections linéaires comparée à celle employée dans la simulation. En effet, comme cela a été expliqué précédemment (section 3.4.1.6), nous trouvons en simulation les coefficients d'amplitude et de phase du canal associés à chaque sous-porteuse pour une seule fois et un seul symbole OFDM. Puis nous les utilisons afin d'égaliser la réponse du canal pour le reste des simulations. Bien que cela suffise dans les simulations, lorsque les propriétés du canal ne changent pas avec le temps, les coefficients à appliquer idéalement peuvent être légèrement modifiés en faisant varier les données d'un symbole à l'autre. Toutefois, dans la mesure, le VSA utilise les pilotes pour estimer la réponse du canal. Il est dynamique et varie en temps réel et est par conséquent plus efficace.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en place un banc de mesures d'un système CO-OFDM complet. Les principaux paramètres de calibration pour obtenir un signal OFDM de bonne qualité comme l'écrêtage du signal OFDM, le réglage de phase et de gain et le réglage du modulateur optique IQ ont été examinés.

Nous avons ensuite étudié expérimentalement et par simulation l'influence d'utilisation d'un SOA pour amplifier des signaux OFDM optiques. L'évaluation de la performance a été effectuée en mesurant l'EVM, au niveau du récepteur, d'un signal OFDM optique amplifié ayant un débit de données réel de 10,94 Gb/s, contenu dans une bande passante de 6,25 GHz.

Nous avons étudié dans la première partie l'influence de la puissance d'entrée du SOA sur l'EVM. L'étude a été effectuée expérimentalement et par simulation. Un bon accord a été obtenu entre les résultats de l'EVM simulé et mesuré. Nous avons constaté que la plage utilisable des niveaux de puissance d'entrée, pour laquelle un BER inférieur de 10^{-3} est accessible (correspondant à un EVM = 32%) est de 24 dB, compris entre -34 dBm et -10 dBm. L'analyse du résultat a été effectuée selon deux régimes de fonctionnement du SOA : le régime linéaire et le régime saturé. Nous avons montré que dans le régime linéaire la source principale de la dégradation pour les faibles puissances d'entrée est le bruit d'ASE produit par le SOA. Pour le régime saturé, nous avons mis en évidence que l'EVM augmente à cause du FWM qui devient l'effet non-linéaire prépondérant lorsque la puissance du signal injecté est élevée.

Les résultats obtenus ont de plus été comparés avec ceux obtenus pour un signal QPSK simple afin d'évaluer la dégradation due à la modulation multi-porteuses par rapport à une modulation mono-porteuse. Nous avons également examiné l'influence de l'amélioration de la puissance de saturation de sortie sans changer le point de fonctionnement sur l'EVM en utilisant la méthode d'injection d'une pompe à la transparence. L'EVM a alors été amélioré grâce à la diminution de la puissance des produits du FWM. Une amélioration d'environ 2,5 dB a été obtenue pour la plage de puissance d'entrée du SOA assurant un BER = 10^{-9} en augmentant la puissance de saturation de sortie d'environ 4,2 dB. Nous avons ensuite analysé l'influence du facteur de couplage phase-amplitude sur l'élargissement du spectre de chaque sous-porteuse qui renforce les produits FWM ce qui requiert l'emploi des SOA à faibles facteurs de couplage phase-amplitude pour l'amplification de signaux multi-porteuses. Pour un BER de 10^{-9} , une amélioration de 7,5 dB a été obtenue pour la plage de puissance d'entrée du SOA en annulant le facteur de couplage phase-amplitude.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'influence de la longueur d'onde du signal. La comparaison de l'EVM mesuré et simulé a montré une excellente concordance sur une large plage de longueurs d'onde. À faible puissance, où le bruit d'ASE est dominant, la variation de l'EVM avec la longueur d'onde est comme celle du NF. À moyenne puissance, l'amélioration du rapport signal à bruit, en dehors du régime de saturation, améliore l'EVM. À forte puissance injectée, la dégradation de l'EVM se trouve essentiellement dans la bande passante optique du gain en raison de la forte présence des termes de mélanges créés par le FWM.

Nous avons ensuite mesuré l'influence du courant de polarisation sur l'EVM pour un signal OFDM jusqu'à 1 Gb/s. Nous avons trouvé une forte dégradation de l'EVM pour des faibles courants liée au fait que le SOA fonctionne alors en régime d'absorption. Nous avons également effectué une mesure de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée pour deux courants différents de 140 et 200 mA. Le résultat pour le courant de 140 mA montre que malgré

une diminution du gain d'environ 3 dB par rapport à celui de 200 mA, la plage de puissances d'entrée a augmenté d'environ 5 dB pour un EVM assurant un BER inférieur à 10^{-3} .

L'influence de la dynamique de gain du SOA a par la suite été étudiée par simulation en faisant évoluer le débit binaire des données. Nous avons montré que l'effet des non-linéarités est faible, en termes d'EVM, à puissance d'entrée et à débit binaire faibles mais aussi à puissance d'entrée et à débit élevés. Les analyses ont été effectuées en fonction du nombre de sous-porteuses, de la bande passante de la dynamique des porteurs du SOA et de l'OSNR. Les résultats obtenus montrent que les performances du SOA s'améliorent à très haut débit pour une large plage de puissances d'entrée si la bande passante de transmission CO-OFDM est largement supérieure à la bande passante de la dynamique des porteurs.

Enfin, une étude a été menée expérimentalement et par simulation sur l'influence de l'augmentation de la longueur de la fibre optique à 80 km sur notre chaîne de transmission. Nous avons montré que la compensation de l'effet de dispersion chromatique permettait d'obtenir une même qualité avec et sans la fibre.

5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

5.1 Conclusion

Au cours de cette thèse, nous avons étudié l'influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux OFDM optiques (CO-OFDM).

Nous avons dans un premier temps passé en revue les différents éléments constituant une chaîne de transmission optique cohérente utilisant des formats de modulation complexes. L'ensemble de cette chaîne de transmission a ensuite été implémentée et adaptée au cas d'une transmission QPSK CO-OFDM. L'intégration du SOA a demandé un effort spécifique, puisque modélisé sous un autre logiciel. Nous avons abouti à réaliser une plateforme de co-simulation qui associe un modèle de SOA développé sous le logiciel ADSTM d'Agilent Technologies et un système de transmission CO-OFDM établi sous le logiciel VPItransmissionMakerTM. Nous avons ensuite étendu puis vérifié la capacité de notre modèle de SOA temporel large bande à simuler les principaux paramètres du SOA. Nous avons pour cela notamment validé la prise en compte du facteur de couplage phase-amplitude, de l'auto modulation du gain et de la phase (SGM et SPM), de la modulation croisée du gain et de la phase (XGM et XPM) et du mélange à quatre ondes (FWM), par comparaison avec les résultats expérimentaux. Ceci a demandé un développement spécifique et original pour déterminer expérimentalement le mélange à quatre ondes avec une résolution suffisante, la réponse fréquentielle de la variation de phase et le facteur de couplage phase-amplitude. Un bon accord a été obtenu sur une large plage de fonctionnement en puissance, longueur d'onde et courant électrique de polarisation. Une fois le modèle de SOA validé dans son environnement système, Nous avons adapté la plateforme de simulation au niveau système en prenant en compte les valeurs réelles des paramètres influençant les performances de la transmission tels que nombre de bits de quantification au niveau de l'émetteur du récepteur et la largeur de raie du laser.

Dans un deuxième temps, nous avons mis en place un banc de mesures d'un système CO-OFDM complet, s'appuyant à l'émission sur un générateur de signaux arbitraires. Le signal OFDM généré en bande de base a un débit efficace des données de 10,94 Gb/s, contenu dans une bande passante de 6,25 GHz, et commande un modulateur optique IQ. À la réception, nous utilisons un récepteur cohérent (*Agilent N4391A*) intégré dans un analyseur vectoriel de modulation optique permettant notamment d'évaluer la qualité de la transmission en termes d'EVM.

Les plateformes de simulation et de mesure développées ont été finalement exploitées pour analyser l'influence de l'insertion d'un SOA dans un système de transmission CO-OFDM. L'EVM a premièrement été évalué en fonction de la puissance d'entrée du SOA. Nous avons montré qu'à faible puissance l'EVM est dégradé à cause du bruit de l'ASE, tandis qu'à forte puissance l'EVM est dégradé en raison des effets non linéaires, en particulier l'auto-modulation de la phase (SPM) pour un signal QPSK et des effets FWM et du facteur de couplage phase-amplitude pour un signal QPSK CO-OFDM. Une plage de fonctionnement de 24 dB a ainsi été démontrée pour une qualité de transmission assurant un BER inférieur à 10^{-3} . Plusieurs simulations ont été effectuées en jouant séparément sur chaque paramètre intrinsèque du SOA (niveau d'ASE, valeur du couplage phase-amplitude, valeur de la puissance de saturation) pour étudier finement l'impact de chacun des effets sur la qualité du signal reçu et ont montré que cette plage pouvait être étendue. L'EVM a deuxièmement été évalué sur une grande plage de longueurs d'ondes (de 1480 nm à 1580 nm) pour différentes puissances d'entrée. Nous avons montré que l'influence du SOA sur l'EVM dépend fortement de la longueur d'onde et de la puissance du signal injecté. À faible puissance, l'EVM suit approximativement l'évolution spectrale du NF du composant. À moyenne puissance, sans atteindre un régime de saturation,

l'amélioration du rapport signal à bruit améliore l'EVM. À forte puissance injectée, l'EVM augmente considérablement dans la bande passante optique du SOA, en raison de la forte présence des termes de mélanges créés par le FWM. Nous avons ensuite mis en évidence l'influence du courant de polarisation du SOA sur la qualité du signal. Aux faibles courants (< 100 mA), en régime d'absorption, une forte dégradation a été obtenue. Puis, nous avons montré que, malgré une baisse du gain optique d'environ 3 dB en réduisant le courant de 200 mA à 140 mA, une meilleure plage de puissance d'entrée peut être obtenue assurant un BER inférieur à 10^{-3} . Afin de mieux percevoir l'influence de la dynamique de gain du SOA, nous avons numériquement évalué l'EVM du signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit binaire des données entre 1 Gb/s et 400 Gb/s. Nous avons identifié trois facteurs influents sur la réponse dynamique : le nombre de sous-porteuses, la réponse fréquentielle petit signal aux effets non-linéaires du SOA et le rapport signal sur bruit optique (OSNR). Nous avons montré qu'à très haut débit (au-delà de 100 Gb/s) le SOA est capable d'amplifier les signaux avec un EVM assurant un BER inférieur à 10^{-3} pour des puissances d'entrée inférieures à 5 dBm. Enfin, nous avons étudié expérimentalement et numériquement l'influence d'une fibre optique de 80 km placée avant le SOA. Nous avons montré qu'après avoir compensé l'effet de la dispersion chromatique, nous pouvons obtenir une qualité de signal quasi identique par rapport au cas sans la fibre optique.

En conclusion, le travail de recherche mené sur la transmission CO-OFDM dans un SOA est une première à notre connaissance. Il nous a permis de développer et de valider une chaîne expérimentale de transmission de signaux à formats de modulation complexes tout-optiques et une plateforme de simulation au niveau système. Il est à noter que tous les résultats obtenus par simulation, au niveau composant et au niveau système, sont en très bon accord avec ceux obtenus par les mesures expérimentales. Cela valide donc les analyses de performances qui ont été effectuées uniquement par simulation. À travers différentes mesures et simulations, l'étude a permis de cerner clairement l'influence des non-linéarités et des paramètres du SOA agissant sur les performances de ce format de modulation multi-porteuses. Les connaissances acquises permettront à l'avenir d'une part de mieux définir les conditions d'utilisation des SOA dans les réseaux de transmission et d'autre part aideront à l'optimisation de nouvelles structures de SOA conçues pour la transmission de données à très haut débit utilisant des formats de modulation complexes.

5.2 Perspectives

Les perspectives de ce travail sont diverses, elles peuvent être résumées par les points suivants :

1. Analyse de la transmission de formats de modulation M-QAM ($M > 4$) : dans le but d'augmenter l'efficacité spectrale, il est naturel d'envisager la modulation de chaque sous-porteuse avec des formats multi-niveaux complexes. Cela implique tout d'abord de définir une technique de modulation appropriée et ensuite d'analyser le comportement de la chaîne de transmission en présence de tels formats.
2. Réalisation d'une transmission multicanaux CO-OFDM : ce type de transmission permettra d'analyser l'influence des SOA en amplification d'un système WDM sur une large bande passante optique. La transmission multicanaux provoque de nouveaux problèmes qui sont liés à l'augmentation de la puissance moyenne à l'entrée du SOA.
3. Evaluation des performances d'autres structures de SOA ayant en particulier un faible facteur de couplage phase-amplitude et évaluation de SOA présentant une meilleure linéarité, comme les SOA à gain bloqué.
4. Augmentation expérimentale du débit de transmission CO-OFDM : aujourd'hui, les AWG atteignent une fréquence d'échantillonnage limitée à 24 Géc/s. Afin de dépasser cette limitation nous pouvons explorer l'augmentation du débit de transmission par des techniques de type OFDM multi-bandes.
5. Analyse de l'influence de différentes techniques de compensation des effets non linéaires de SOA, à différents niveaux (pré-codage, pré-distorsion), en particulier celles qui permettent la réduction du PAPR. Nous pouvons également étudier un format de modulation adaptatif pour l'OFDM, dans lequel les données sont émises prioritairement sur les sous-porteuses dont le canal a la meilleure réponse fréquentielle.
6. Tous les points précédents doivent s'accompagner de l'évolution de la plateforme de simulation pour prendre en compte les nouveaux formats de modulation, les techniques multi-bandes et/ou multi-canaux et les nouvelles structures de SOA.

GLOSSAIRE

AC : *alternating current* (courant alternatif)
AM : *amplitude modulation* (modulation d'amplitude)
AMOOFDM : *adaptively modulated optical orthogonal frequency division multiplexing*
APD : *avalanche photodiode* (photodétecteur à avalanche)
ASE : *amplified spontaneous emission* (émission spontanée amplifiée)
AWG : *arbitrary waveform generator* (générateur de signaux arbitraires)
B2B : *back-to-back*
BER : *bit error rate* (taux d'erreurs binaires)
BPSK : *binary phase shift keying*
CAN : convertisseur analogique-numérique
CD : *chromatic dispersion* (dispersion chromatique)
CH : *carrier heating*
CNA : convertisseur numérique-analogique
CO-OFDM : *coherent optical - orthogonal frequency division multiplexing*
CP : *cyclic prefix* (préfixe cyclique)
CPE : *common phase error*
CW : *Continuous Wave*
DB : *duobinaire*
DBR : *distributed bragg reflector* (réflecteurs de Bragg distribués)
DC : *direct current* (courant continu)
DCF : *dispersion compensating fiber* (fibre à dispersion décalée)
DDO-OFDM : *direct detection optical-OFDM*
DFB : *distributed-feedback* (rétroactions réparties)
DFT : *discrete fourier transform* (transformée de fourier discrète)
DGD : *differential group delay*
DI : *delay interferometer*
DPSK : *differential PSK*
DQPSK : *differential quadrature PSK*
DSB-SC : *double sideband with carrier suppression modulation*
EAM : *electro-absorption modulator* (modulateur à électro-absorption)
EDFA : *Erbium doped fiber amplifier* (amplificateurs à fibres dopées à l'Erbium)
EML : *electro-absorption modulator laser* (electroabsorption modulated laser)
ETDM : *electrical TDM*
EVM : *Error Vector Magnitude*
FF : *feedforward*
FFT : *fast fourier transform* (transformée de Fourier rapide)
FP : *Fabry-Perot*
FSK : *frequency-shift keying*
FWM : four-wave mixing (mélange à quatre d'ondes)
GC-SOA : *gain-clamped SOA* (SOA à gain bloqué)
GVD : *group-velocity dispersion*

HB : *harmonic balance*
HF : *hyper-frequency* (hyper-fréquence)
ICI : *intercarrier interference*
IDFT : *inverse fourier discrete transform* (transformée de fourier discrète inverse)
IFFT : *inverse fast fourier transform* (transformée de Fourier rapide inverse)
ISI : *Inter-Symbol Interference*
LAN : *local area network*
LED : *light-emitting diode* (diodes électroluminescentes)
LH : *long-haul*
LO : *local oscillator* (oscillateur local)
MAN : *metropolitan area network*
M-ASK : *M-ary amplitude-shift keying*
MCM : *multi-carrier modulation* (modulation multi-porteuses)
MQAM : *M-ary quadrature amplitude modulation* (modulation d'amplitude en quadrature)
MQW-SOA : *multiple quantum wells-SOA* (SOA à multi-puits quantiques)
MZM : *Mach-Zehnder modulator* (modulateur Mach-Zehnder)
NF : *Noise Figure* (facteur de bruit)
N-WDM : *Nyquist-WDM*
NZDCF : *non-zero dispersion compensating fiber* (fibre à dispersion non nulle)
OFDM : *orthogonal frequency division multiplexing*
OMA : *optical modulation analyzer*
OOK : *on-off keying*
OSNR : *optical signal to noise ratio*
PAPR : *peak-to-average power ratio* (rapport puissance crête à puissance moyenne)
PDM : *polarization division multiplexing* (multiplexage en polarisation)
PLL : *phase-locked loop*
PMD : *polarization mode dispersion*
PRBS : *pseudo random binary sequence* (séquence binaire pseudo-aléatoire)
PSK : *Phase-Shift Keying*
QAM : *quadrature amplitude modulation*
QDash-SOA : *quantum dash-SOA* (SOA à fils quantiques)
QD-SOA : *quantum dot-SOA* (SOA à boîtes quantique)
QPSK : *quaternary phase-shift keying*
RF : *radiofréquence*
RIN : *relative intensity noise* (bruit d'intensité relatif)
RMS : *root mean square*
RSOA : *reflective SOA* (SOA réflectif)
SGM : *self-gain modulation* (auto-modulation de gain)
SHB : *spectral hole burning*
SNR : *signal to noise ratio* (rapport signal à bruit)
SOA : *semiconductor optical amplifier* (amplificateur optique à semi-conducteurs)
SPM : *self-phase modulation* (auto-modulation de phase)
SPR : *self-polarization rotation* (auto rotation de la polarisation)

SSMF : *standard single mode fiber*

TDM : *time division multiplexing*

TE : *transverse electric* (transverse électrique)

TM : *transverse magnetic* (transverse magnétique)

ULH : *ultra long-haul*

VCSEL : *vertical-cavity surface-emitting laser*

WAN : *wide area network*

WDM : *wavelength division multiplexing*

XGM : *cross-gain modulation* (modulation de gain croisée)

XPM : *cross-phase modulation* (modulation de phase croisée)

XPolM : *cross-polarization modulation* (modulation croisée de la polarisation)

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.E. Green Jr., "Fiber Optic Communication Networks," *Prentice Hall*, 1992.
- [2] P.J. Winzer, G. Raybon, C. R. Doerr, M. Duelk, and C. Dorrer, "107-Gb/s optical signal generation using electronic time-division multiplexing," *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, 2006.
- [3] P.J. Winzer, "Beyond 100G ethernet," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 7, pp. 26-30, 2010.
- [4] K. Schuh, E. Lach, B. Junginger, G. Veith, J. Renaudier, G. Charlet, and P. Tran, "8 Tbit/s (80×107 gbit/s) DWDM ASK-NRZ VSB transmission over 510 km NZDSF with 1 bit/s/hz spectral efficiency," *presented at the Proc. ECOC'07*, PD1.8, 2007.
- [5] M. Daikoku, I. Morita, H. Taga, H. Tanaka, T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and T. Fujita, "10-Gbit/s DQPSK transmission experiment without OTDM for 100 G ethernet transport," *presented at the Proc.OFC'06*, PDP36, 2006.
- [6] S.J. Savory, G. Gavioli, R.I. Killey and P. Bayvel, "Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver," *Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp.2120-2126, 2007.
- [7] H. Bao and W. Shieh, "Transmission simulation of coherent optical OFDM signals in WDM systems," *Opt. Express*, vol. 15, pp. 4410-4418, 2007.
- [8] S.L. Jansen, I. Morita, T.C.W. Schenk, D. van den Borne and H. Tanaka, "Optical OFDM - A Candidate for Future Long-Haul Optical Transmission Systems," In *Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC*, pp. 1-3, 2008.
- [9] W. Shieh, X. Yi, Y. Ma and Q. Yang, "Coherent optical OFDM: has its time come? [Invited]," *Journal of Optical Networking*, vol. 7, no. 3, pp. 234-255, 2008.
- [10] B.J.C. Schmidt, A.J. Lowery and J. Armstrong, "Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, pp. 196-203, 2008.
- [11] A.J Lowery, L. Du; J. Armstrong, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation in Long Haul WDM Systems," *Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference. OFC 2006*, pp. 1- 3, 2006.

-
- [12] I.B. Djordjevic and B. Vasic, "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission," *Optics Express*, vol. 14, no. 9, pp. 3767-3775, 2006.
- [13] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros, and Joseph M. Kahn. "Coherent detection in optical fiber systems," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 753-791, 2008.
- [14] W. Shieh and C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 10, pp. 587- 589, 2006.
- [15] G. Charlet, N. Maaref, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, and S. Bigo, "Transmission of 40Gb/s QPSK with coherent detection over ultra long haul distance improved by nonlinearity mitigation," *European Conference on Optical Communications, Cannes, France*, paper Th.4.3.6, 2006.
- [16] Q. Yang, Y. Ma and W. Shieh, "107 Gb/s Coherent Optical OFDM Reception Using Orthogonal Band Multiplexing," In *National Fiber Optic Engineers Conference*, PDP7. OSA Technical Digest (CD). Optical Society of America, 2008.
- [17] K-P Ho, "Phase-Modulated Optical Communication Systems," Springer, 2005.
- [18] C. Xu, Liu Xiang and Wei Xing, "Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions," *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 10, no. 2, pp. 281- 293, 2004.
- [19] A. Ali, J. Leibrich and W. Rosenkranz, "Impact of Nonlinearities on Optical OFDM with Direct Detection," *2007 33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC)*, pp. 1 -2, 2007.
- [20] Y. Tang, W. Chen and W. Shieh, "Study of Nonlinearity and Dynamic Range of Coherent Optical OFDM Receivers," In *Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC*, pp. 1-3, 2008.
- [21] W. Shieh and Xi Chen, "Information Spectral Efficiency and Launch Power Density Limits Due to Fiber Nonlinearity for Coherent Optical OFDM Systems," *IEEE Photonics Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 158 -173, 2011.
- [22] H. Carrère *et al.*, "Large optical bandwidth and polarization insensitive semiconductor optical amplifiers using strained InGaAsP quantum wells," *Appl. phys. Lett.*, vol. 97, no. 12, pp. 121101-3, 2010.

-
- [23] T. Akiyama *et al.*, "An ultrawide-band semiconductor optical amplifier having an extremely penalty-free output power of 23 dBm achieved with quantum dots," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 1614-1616, 2005.
 - [24] K. Morito *et al.*, "High output power polarization insensitive semiconductor optical amplifiers," *Journ. of Light. Technol.*, vol. 21, no. 1, pp. 176-181, 2003.
 - [25] S. Tanaka *et al.*, "A high saturation output power (22dBm) polarization insensitive semiconductor optical amplifier," *LEOS'05*, paper ThK5, 2005.
 - [26] P.W. Juodawlkis *et al.*, "High power 1.5 Lm InGaAsP-InP slab coupled optical waveguide amplifier," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 279-281, 2005.
 - [27] K. Morito *et al.*, "A broadband MQW semiconductor optical amplifier with high saturation output power and low noise figure," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 974-976, 2005.
 - [28] "Ultra-Wideband Integrated amplifying Device for Enhanced WDM optical systems," *Projet UltraWIDE ANR*, 2010. [En ligne], Disponible : http://www.agence-nationale-recherche.fr/en/anr-funded-project/?tx_lwmsuivibilan_pi2%5BCODE%5D=ANR-10-VERS-0011
 - [29] P. Morel, P. Chanclou, R. Brenot, T. Motaweh, M. Guégan, and A. Sharaiha, "Experimental demonstration of SOAs optical bandwidth widening based on selective filtering," *IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLC 2010)*, Kyoto, Japan, 2010, DOI: 10.1109/ISLC.2010.5642730.
 - [30] R. Brenot, *et al.*, "Quantum dots Semiconductor Optical Amplifier with a -3dB Bandwidth of up to 120 nm in Semi-Cooled Operation," in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, CA, 2008, paper OTuC1.
 - [31] Dagens, B.; Labrousse, A.; Brenot, R.; Lavigne, B.; Renaud, M.; , "SOA-based devices for all-optical signal processing," *Optical Fiber Communications Conference, OFC 2003*, vol.2, pp. 582- 583, 2003.
 - [32] C. Schubert, R. Ludwig, and H.-G. Weber, "High-speed optical signal processing using semiconductor optical amplifiers", *J. Opt. Fiber Commun. Rep*, vol. 2, pp. 171–208, 2004.
 - [33] W. Shieh, I. Djordjevic, "OFDM for optical communication," 1st ed., Academic Press, 2009.

-
- [34] R. Bonk, *et al.*, "Impact of Alfa-factor on SOA dynamic range for 20 GBd BPSK, QPSK and 16-QAM signals," *Optical Fiber Communication Conference*, Los Angeles, CA, 2011, paper OML4.
- [35] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems," 2 ed. *John Wiley & Sons, Inc.*, New York, 1991.
- [36] M. Thual, "Télécommunications optiques 2. Composants actifs, télécoms optiques," *Université de rennes 1*, France, 2004-2005. [En ligne], Disponible : <http://www.cem2.univ-montp2.fr/~moreau/cours/optiqueL3/2005.tlecomsoptiques2version2005.pdf>
- [37] J. Vučić, *et al.*, "White light wireless transmission at 200+ Mb/s net data rate by use of discrete-multitone modulation," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 21, no. 20, pp. 1511-1513, 2009.
- [38] "Alcatel 1905 LMI Up to 30 mW WDM C-band version for external modulation CW 1.55 μ m Laser Module," *Alcatel*. [En ligne], Disponible : http://www.3spgroup.com/data/File/3S%20PHOTONICS/Produits/3SP_1905_LMI_CBand.pdf
- [39] Wiley, "Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering," *John Wiley & Sons, Inc.*, p.714, 1999. DOI: 10.1002/047134608X.W6302.
- [40] "40Gbps EML Laser," *Sumitomo Electric Device Innovations U.S.A., Inc. (SEDU)*. [En ligne], Disponible : <http://www.sei-device.com/products/laser/40geml-tosa.asp>
- [41] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, "Coherent optical OFDM: theory and design," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 841-859, 2008.
- [42] C. Kazmierski, "Electro-Absorption-Based Fast Photonic Integrated Circuit Sources for Next Network Capacity Scaling [Invited]," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 4, no. 9, pp. A8-A16, 2012.
- [43] A. Royset, L. Bjerkan, D. Myhre and L. Hafskjaer, "Use of dispersive optical fibre for characterisation of chirp in semiconductor lasers," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 9, pp. 710-712, 1994.
- [44] A. Gharba, "OFDM et allocation des ressources dans les nouvelles générations des réseaux d'accès optiques pour des systèmes mono et multi-utilisateurs," *Mémoire de thèse, UEB, INSA Rennes*, 2012.

- [45] L.E. Nelson, H. Kogelnik and K.J. Winzer, "Polarization mode dispersion and its impact on high bit-rate, fiber-optic communication systems," *Lasers and Electro-Optics, 2004. (CLEO). Conference on*, vol. 2, pp. 3 pp. 16-21, 2004.
- [46] D.A. Nolan, C. Xin and L. Ming-Jun, "Fibers with low polarization-mode dispersion," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 22, no. 4, pp. 1066-1077, 2004.
- [47] P. Morel, "Modélisation des amplificateurs optiques à sémi-conducteurs : du composant au système," *Mémoire de thèse, Laboratoire RESO ENIB/Brest, ED-SICMA*, 2006.
- [48] A. Sharaiha, "Amplificateurs optiques à sémi-conducteurs, " *Cours Master PHOT-IN, ENIB*, 2009-2010.
- [49] K. Hoin, *et al.*, "A gain-clamped SOA with distributed Bragg reflectors fabricated under both ends of active waveguide with different lengths," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, no. 4, pp. 999-1001, 2004.
- [50] W. Jin, A. Maitra, C.G. Poulton, W. Freude and J. Leuthold, "Temporal Dynamics of the Alpha Factor in Semiconductor Optical Amplifiers," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 25, no. 3, pp. 891-900, 2007.
- [51] M. J. Conelly, "Semiconductor Optical Amplifiers," *Springer, 1st edn.*, 2002.
- [52] M.L. Nielsen, *et al.*, "SOA-Booster Integrated Mach-Zehnder Modulator : Investigation of SOA Position," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 5, pp. 837 -846, 2010.
- [53] C. Caillaud, *et al.*, "Monolithic Integration of a Semiconductor Optical Amplifier and a High-Speed Photodiode With Low Polarization Dependence Loss," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 24, no. 11, pp. 897-899, 2012.
- [54] T. Fjelde, D. Wolfson, A. Kloch, M.L. Nielsen and H. Wessing, "SOA-based Functional Devices," In *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, vol. 4532, pp. 114-126, 2001.
- [55] C. Bohémond, A. Sharaiha, T. Rampone, and H. Khaleghi, "Electro-optical radiofrequency mixer based on semiconductor optical amplifier," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 331-333, 2011.
- [56] E. Säckinger, "Broadband Circuits for Optical Fiber Communication," *John Wiley & Sons*, 2005.

-
- [57] L. Zimmermann, G.B. Preve, T. Tekin, T. Rosin and K. Landles, "Packaging and Assembly for Integrated Photonics-A Review of the ePIXpack Photonics Packaging Platform," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 645 -651, 2011.
- [58] "30 GHz Linear InGaAs PIN Photodetector," *Optilab*. [En ligne], Disponible : https://www.optilab.com/images/datasheets/PD-30_Productsheet.pdf
- [59] D. M. Baney, P. Gallion, and R. S. Tucker, "Theory and measurement techniques for the noise figure of optical amplifiers," *Opt. Fiber Technol.*, vol. 6, pp. 122–154, 2000.
- [60] A. Ehrhardt, A. Mattheus, J. Röse, S. Szuppa and H.-M. Foisel, "OTN Evolution Beyond 100G," *ECOC 2012*.
- [61] R. Schmogrow *et al*, "Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 1, pp. 61-63, 2012.
- [62] G. Amouzad and A. Fauzi, "Advanced Modulation Formats and Multiplexing Techniques for Optical Telecommunication Systems," *In Trends in Telecommunications Technologies, édité par Christos J. InTech, 2010*.
- [63] E. Torrenço, *et al*, "Influence of pulse shape in 112-Gb/s WDM PDM-QPSK transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 23, pp. 1714-1716, 2010.
- [64] M. Salsi, *et al.*, "155×100 Gb/s coherent PDM-QPSK transmission over 7200 km," in: *ECOC 2009, post-deadline paper PD 2.5*.
- [65] G. Charlet, *et al.*, "Transmission of 16.4-bit/s Capacity Over 2550 km Using PDM QPSK Modulation Format and Coherent Receiver," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 153 -157, 2009.
- [66] E. Pincemin, J. Karaki, Y. Loussouarn, H. Poignant, C. Betoule, G. Thouenon and R. Le Bidan, "Challenges of 40/100 Gbps and higher-rate deployments over long-haul transport networks," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 335-362, 2011.
- [67] E. Lach, and W. Idler, "Modulation formats for 100G and beyond," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 377-386, 2011.
- [68] A. Sano, *et al.*, "69.1-Tb/s (432×171-Gb/s) C- and Extended L-Band Transmission over 240 km Using PDM-16-QAM Modulation and Digital Coherent Detection," *OFC/NFOEC2010, p. PDPB7, San Diego, USA, 2010*.

- [69] G. Bosco, *et al.*, "Performance limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in high speed PM-QPSK systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 15, pp. 1129-1131, 2010.
- [70] J.X. Cai, *et al.*, "20 Tbit/s capacity transmission over 6860 km," in: *Proceedings OFC, 2011, PDPB4*.
- [71] A. J. Lowery, L. Du, and J. Armstrong, "Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems," *Optical Fiber Commun. Conf., Anaheim, CA*, paper PDP39, 2006.
- [72] D. Barros and J.M. Kahn, "Optimized Dispersion Compensation Using Orthogonal Frequency-Division Multiplexing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 16, pp. 2889 -2898, 2008.
- [73] I. B. Djordjevic and B. Vasic, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for High-Speed Optical Transmission," *Optics Express*, vol. 14, pp. 3767-3775, 2006.
- [74] E. Hugues-Salas, R.P. Giddings, X.Q. Jin, J. L. Wei, X. Zheng, Y. Hong, C. Shu and J.M. Tang, "Real-time experimental demonstration of low-cost VCSEL intensity-modulated 11.25Gb/s optical OFDM signal transmission over 25km PON systems," *Optics Express*, vol. 19, no. 4, pp. 2979-2988, 2011.
- [75] J.L. Wei, A. Hamié, R.P. Giddings, and J.M. Tang, "Semiconductor Optical Amplifier-Enabled Intensity Modulation of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in SMF-Based IMDD Systems," *J. Lightw.Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3678-3688, 2009.
- [76] L. Anet Neto, G. Beninca De Farias, N. Genay, S. Menezo, B. Charbonnier, P. Chanclou and C. Aupetit-Berthelemot, "On the Limitations of IM/DD WDM-FDMA-OFDM PON with Single Photodiode for Upstream Transmission," In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, 2012.
- [77] E. Hugues-Salas, N. Courjault, X.Q. Jin, R.P. Giddings, C. Aupetit-Berthelemot, J.M. Tang, "Real-time 11.25Gb/s optical OFDM transmission over 2000m legacy MMFs utilizing directly modulated VCSELs," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1-3, 2012.
- [78] X.Q. Jin, E. Hugues-Salas, R.P. Giddings, J.L. Wei, J. Groenewald and J.M. Tang, "First Real-time Experimental Demonstrations of 11.25Gb/s Optical OFDMA PONs with Adaptive Dynamic Bandwidth Allocation," *Optics Express*, vol. 19, no. 21, pp. 20557-20570, 2011.

- [79] J. Guillory, E. Tanguy, A. Pizzinat, B. Charbonnier, S. Meyer, C. Algani,; Hongwu Li, "A 60 GHz Wireless Home Area Network With Radio Over Fiber Repeaters," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 29, no. 16, pp. 2482-2488, 2011.
- [80] W. Shieh, X. Yi and Y. Tang, "Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000 km SSMF fiber," *Electron. Lett.*, Vol. 43, pp. 183-185, 2007.
- [81] R. Dischler and F. Buchali, "Transmission of 1.2 Tb/s Continuous Waveband PDM-OFDM-FDM Signal with Spectral Efficiency of 3.3 bit/s/Hz over 400 km of SSMF," *Optical fiber communication conference, paper PDP C2*, San Diego, USA, 2009.
- [82] R. Bonk, *et al.*, "Linear semiconductor optical amplifiers for amplification of advanced modulation formats," *Optics Express*, vol. 20, no. 9, pp. 9657-9672, 2012.
- [83] H. Khaleghi, A. Sharaiha, T. Rampone, P. Morel, and M. Guégan, "Semiconductor Optical Amplifiers in Coherent Optical-OFDM Systems," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 24, no. 7, pp. 560-562, April 2012.
- [84] H. Khaleghi, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, and M. Guégan, "Numerical analysis of SOA performance over a wide optical bandwidth in a CO-OFDM transmission system," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 44, no. 3-5, pp. 205-212, 2012.
- [85] T.M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, December 1997.
- [86] D. K. Kim, S. H. Do, H. Cho, H. J. Chol, and K. B. Kim, "A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 1142-1149, August 1998.
- [87] B. Goebel, S. Hellerbrand, N. Haufe and N. Hanik, "PAPR reduction techniques for coherent optical OFDM transmission," In *11th International Conference on Transparent Optical Networks*, pp. 1-4, 2009.
- [88] C.H. Lu and K.M. Feng, "Reduction of high PAPR effect with FEC enhanced deep data clipping ratio in an optical OFDM system," In *The 20th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, pp. 941 -942, 2007.
- [89] X. Liu and S. Chandrasekhar, "Impact of fiber nonlinearity on Tb/s PDM-OFDM transmission," *Photonics Society Summer Topical Meeting Series, 2010 IEEE* , pp. 34-35, 2010.

- [90] A. Ali, J. Leibrich, W. Rosenkranz, "Impact of Nonlinearities on Optical OFDM with Direct Detection," *Optical Communication (ECOC), 2007 33rd European Conference and Exhibition of*, pp. 1-2, 2007.
- [91] B. Goebel, B. Fesl, L.D. Coelho and N. Hanik, "On the Effect of FWM in Coherent Optical OFDM Systems," *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, pp. 1-3, 2008.
- [92] J. Mørk and A. Mecozzi, "Theory of the ultrafast optical response of active semiconductor waveguides," *J. Opt. Soc. Amer. B*, vol. 13, no. 8, pp. 1803–1816, 1996.
- [93] A. Bogoni, L. Poti, C. Porzi, M. Scaffardi, P. Ghelfi, and F. Ponzini, "Modeling and measurement of noisy SOA dynamics for ultrafast applications," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 197–205, Jan./Feb. 2004.
- [94] W. Li, G. X. Chen, P. Huang, and X. Li, "An advanced quasi-3D model for semiconductor optical amplifiers," in : *Proc. Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, 2004, vol. 4, pp. 2131–2134.
- [95] W. Mathlouthi, P. Lemieux, M. Salsi, A. Vannucci, A. Bononi, and L. A. Rusch, "Fast and efficient dynamic WDM semiconductor optical amplifier model," *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 11, pp. 4353–4365, 2006.
- [96] J. W. D. Chi, L. Chao, and M. K. Rao, "Time-domain large-signal investigation on nonlinear interactions between an optical pulse and semiconductor waveguides," *IEEE J. of Quantum Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 1329–1336, Oct. 2001.
- [97] M. J. Connelly, "Wideband dynamic numerical model of a tapered buried ridge stripe semiconductor optical amplifier gate," *Proc. IEE—Circuits, Devices and Systems*, vol. 149, no. 3, pp. 173–178, 2002.
- [98] R. Gutiérrez-Castrejón and M. Duelk, "Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission," *IEEE J. of Quantum Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 581–588, Jun. 2006.
- [99] P. Morel, A. Sharaiha, "Wideband Time-Domain Transfer Matrix Model Equivalent Circuit for Short Pulse Propagation in Semiconductor Optical Amplifiers," *IEEE J. of Quantum Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 103-116, 2009.

-
- [100] L. Occhi, L. Schares, and G. Guekos, "Phase modeling based on the α -factor in bulk semiconductor optical amplifiers," *IEEE Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 9, pp. 788–797, 2003.
- [101] F. Devaux, Y. Sorel, and J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," *J. of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1937–1940, 1993.
- [102] C. Bohémond, "Mélangeur de signaux hyperfréquences basé sur la modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs," *Mémoire de thèse, Laboratoire RESO ENIB/Brest, ED-SICMA*, 2010.
- [103] M. Amaya, "Amélioration des performances d'un amplificateur optique à semi-conducteurs par injection optique à la transparence du gain pour les réseaux de télécommunication optiques," *Mémoire de thèse, Laboratoire RESO ENIB/Brest, ED-SICMA*, 2006.
- [104] M. Summerfield and R. Tucker, "Frequency domain model of multiwave mixing in bulk semiconductor optical amplifiers," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 839–850, 1999.
- [105] C. T. Politi, D. Klonidis, and M. J. O'Mahony, "Waveband converters based on four-wave mixing in SOAs," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 3, pp. 1203–1217, 2006.
- [106] M.J. Connelly, L.P. Barry, B.F. Kennedy and D.A. Reid, "Numerical Analysis of Four-Wave Mixing between Picosecond Mode-Locked Laser Pulses in a Tensile-Strained Bulk SOA," *J. Optical and Quantum Electronics*, vol. 40, pp. 411–418, no.5, 2008.
- [107] H. Ishikawa *et al.*, "Wavelength conversion technologies for photonic network systems," *FUJITSU Scientific Technology Journal*, vol. 35, no. 1, pp. 126–138, 1999.
- [108] N. Hatori, *et al.*, "Design of a wide-range arbitrary wavelength conversion module using four-wave mixing in a quantum dot semiconductor optical amplifier," *Phys. Stat. Sol. (c)*, vol. 0, No.4, 2003.
- [109] F. Ohman, S. Bischoff, B. Tromborg, and J. Mørk, "Noise and regeneration in semiconductor waveguides with saturable gain and absorption," *IEEE J. Quantum Electronics*, vol. 40, pp. 245–255, 2004.
- [110] P. Gemayel, "Transmission d'un format de modulation CO-OFDM en présence de l'amplification optique à base d'un SOA," *Rapport de stage master recherche PHOTIN, ENIB*, 2012.

- [111] M. Amaya, A. Sharaiha, and F. Ginovart, "Comparison between co- and counter-propagative optical injection near the transparency wavelength on SOA static and dynamic performances," *Opt. Commun.*, vol. 246, no. 1–3, pp. 67–71, 2005.
- [112] L. F. Tiemeijer, "Effects of nonlinear gain on four-wave mixing and asymmetric gain saturation in a semiconductor laser amplifier," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 59, pp. 499–501, 1991.

PUBLICATIONS

Publications

- | | |
|--|--|
| revues
internationales
avec comité de
lecture | <ol style="list-style-type: none"> 1. H. Khaleghi, P. Morel, A. Sharaiha, and T. Rampone, "Experimental Validation of Numerical Simulations and Performance Analysis of a Coherent Optical-OFDM Transmission System Employing a Semiconductor Optical Amplifier," <i>IEEE J. Lightwave Technol.</i>, vol. 31, no. 1, pp. 161-170, January 2013. 2. H. Khaleghi, A. Sharaiha, T. Rampone, P. Morel, and M. Guégan, "Semiconductor Optical Amplifiers in Coherent Optical-OFDM Systems," <i>IEEE Photon. Tech. Lett.</i>, vol. 24, no. 7, pp. 560-562, April 2012. 3. H. Khaleghi, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, and M. Guégan, "Numerical analysis of SOA performance over a wide optical bandwidth in a CO-OFDM transmission system," <i>Optical and Quantum Electronics</i>, vol. 44, no. 3-5, pp. 205-212, 2012. 4. C. Bohémond, A. Sharaiha, T. Rampone and H. Khaleghi, "Electro-optical radiofrequency mixer based on semiconductor optical amplifier", <i>Electron. Lett.</i>, Vol. 47, no. 5, pp. 331-333, March 2011. |
|--|--|

Communications

- | | |
|--|---|
| internationale
avec comité de
lecture et actes | <ol style="list-style-type: none"> 1. H. Khaleghi, P. Morel, T. Rampone, A. Sharaiha, M. Guégan, "SOA Modeling for Advanced Optical Modulation Formats ", <i>IEEE 11th International NUSOD Conference</i>, septembre 2011, Rome-Italy. |
| nationales avec
comité de
lecture et actes | <ol style="list-style-type: none"> 2. H. Khaleghi, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone , " Simulation et mesure d'un système de transmission CO-OFDM employant des amplificateurs optiques à semi-conducteurs ", <i>32^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée</i>, juillet 2012, Lyon-France. 3. H. Khaleghi, P. Morel, T. Rampone, A. Sharaiha, M. Guégan, "Performances des SOA sur une large bande passante optique dans un système de transmission optique CO-OFDM", <i>30^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée</i>, juillet 2011, Marseille-France. 4. H. Khaleghi, P. Morel, T. Rampone, A. Sharaiha, M. Guégan, "Simulation d'une chaîne de transmission de signaux optiques OFDM amplifiés par des SOA pour des systèmes à réception cohérente", <i>29^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée</i>, octobre 2010, Besançon, France. |

Séminaires

5. C. Bohémond, A. Sharaiha, T. Rampone, **H. Khaleghi**, “Conversion des signaux Radiofréquences par un mélangeur tout-optique à base d’un SOA”, *Journée SFO Optique Micro-ondes*, Juin 2009, Besançon-France.
6. **H. Khaleghi**, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, and M. Guégan, “Analyse théorique de l’influence des SOA en présence de signaux optiques OFDM dans les systèmes de transmission à réception cohérente”, *Seminaire PONANT*, juillet 2010, Rennes, France.
7. **H. Khaleghi**, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, “Amplificateurs optiques à semi-conducteurs dans un système de transmission CO-OFDM”, *Journée des doctorants de l’école SICMA*, septembre 2012, Lorient-France.

ANNEXE-A

Product Specification, Revision 1.42

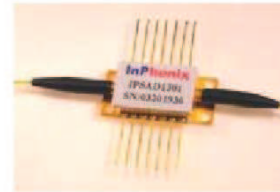
INPHENIX

Semiconductor Optical Amplifier Device (Gain-type)

IPSAD1301/1304 & IPSAD1501/1504 (1310nm/1550nm)

Features

- Wide Optical Bandwidth
- High Saturation Output Power
- Low Polarization Sensitivity
- Low Gain Ripple
- MQW or Bulk Structure
- 40G+ Ready



Applications

- Booster Amplifier (B-type)
- In-line Amplifier (L-type)
- Loss Compensation for Optical Cross-connect

IPSAD1301/1304 SOA Gain Type Device Specifications

Parameter	Symbol	IPSAD1301 In-Line Type			IPSAD1304 Booster Type			Unit
		Min.	Typ.	Max	Min.	Typ.	Max	
Drive Current	I_F		250			250		mA
Peak Wavelength	λ_p	1280		1340	1280		1340	nm
3 dB Optical Bandwidth	$\Delta\lambda_{3dB}$	45			55			nm
Small Signal Gain @ λ_p	G_{min}	18	22		13	16		dB
Gain Ripple with Respect to λ	ΔG		0.5	1.0		0.5	1.0	dB
Saturation Output Power	P_{sat}		10		10			dBm
Polarization Dependent Gain	PDG		0.5	1.0		0.5	1.0	dB
Noise Figure	NF		7	7.5		7	7.5	dB

IPSAD1501/1504 SOA Gain Device Specifications

Parameter	Symbol	IPSAD1501 In-Line Type			IPSAD1504 Booster Type			Unit
		Min.	Typ.	Max	Min.	Typ.	Max	
Drive Current	I_F		350			350		mA
Peak Wavelength	λ_p	1510		1590	1510		1590	nm
3 dB Optical Bandwidth	$\Delta\lambda_{3dB}$	45			55			nm
Small Signal Gain @ λ_p	G_{min}	18	20		12	15		dB
Gain Ripple with Respect to λ	ΔG		0.5	1.0		0.5	1.0	dB
Saturation Output Power	P_{sat}		10		10			dBm
Polarization Dependent Gain	PDG		0.5	1.0		0.5	1.0	dB
Noise Figure	NF			9.0			9.0	dB

All information contained herein is believed to be accurate and is subject to change without notification. No responsibility is assumed. Please contact InPhenix for more information. InPhenix and the InPhenix logo are trademarks of InPhenix Inc.. All rights are reserved.

ANNEXE-B

Paramètres du modèle utilisé en simulation

Paramètre	unité	Valeur
L	m	750.10^{-6}
w	m	$2,5.10^{-6}$
d	m	90.10^{-9}
α_0	m^{-1}	10 349
α_c	m^{-1}	967
α_s	m^{-1}	247
α_N	m^2	$7,169.10^{-22}$
α_λ	m^{-2}	0,0
Γ_0		0,195
Γ_N	m^3	$-1,564.10^{-26}$
Γ_λ	m^{-1}	25 695
K_g		3,128
$\Delta\lambda_{se}$	m	$-5,846.10^{-8}$
N_0	m^{-3}	$6,5.10^{23}$
a_0	m^2	$2,837.10^{-20}$
a_1	m	1,2
λ_0	m	$1\,602.10^{-9}$
b_0	m^4	$-3,513.10^{-32}$
b_1	m^7	$-3,812.10^{-39}$
λ_{z0}	m	$1\,670,4.10^{-9}$
z_0	m^4	$1,152.10^{-32}$
z_1	m^7	$2,686.10^{-37}$
A_{st}	s^{-1}	$7,448.10^8$
B_{ns}	$m^3 s^{-1}$	$1,366.10^{-18}$
C_{au}	$m^6 s^{-1}$	$1,337.10^{-40}$

Tableau 7 : Valeurs des paramètres du modèle implémenté sous ADS.

LISTE DES FIGURES

Figure 2-1 : Schéma de principe (a) d'un système de communication par fibre optique et (b) du système WDM [36].	6
Figure 2-2 : Hiérarchie de réseaux optiques [36].	7
Figure 2-3 : Bloc-diagramme de l'émetteur optique avec (a) une modulation directe et (b) une modulation externe.	8
Figure 2-4 : Spectres du bruit d'intensité relative pour un laser DFB et un laser FP [39].	9
Figure 2-5 : (a) Schéma de principe d'un modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder (MZM) et (b) structure d'un modulateur à électro-absorption (EAM).	11
Figure 2-6 : Courbe de commutation d'un modulateur à électro-absorption. V_{sw} : tension de commutation ; ER : taux d'extinction.	12
Figure 2-7 : Modulateur optique IQ. $e_c(t)$: signal électrique complexe ; V_{DC} : tension continue de polarisation.	13
Figure 2-8 : Fonction de transfert du modulateur pour le champ et l'intensité optique et les points de polarisations correspondants à chaque cas.	14
Figure 2-9 : Architecture d'un laser EML pour les formats de modulation complexes [42].	15
Figure 2-10 : Spectre de perte d'une fibre monomode. La dépendance en longueur d'onde de plusieurs mécanismes fondamentaux de perte est également montrée [35].	17
Figure 2-11 : Influence de la dispersion chromatique sur une impulsion optique.	17
Figure 2-12 : Spectre de dispersion d'une fibre monomode classique en silice. La dispersion totale D et les contributions relative de la dispersion matérielle D_M et la dispersion de guide d'ondes D_W est également montrée [35].	18
Figure 2-13 : Réponses fréquentielles théoriques pour plusieurs distances optiques avec un chirp du laser égal à 3, obtenues par le modèle proposé par Royset [44].	19
Figure 2-14 : Influence de la dispersion modale de polarisation sur une impulsion optique.	19
Figure 2-15 : Spectres du gain d'un SOA (a) [48] et d'un EDFA (b) pour plusieurs puissances d'entrées.	23
Figure 2-16 : structure de base d'un amplificateur optique à semi-conducteurs. L , d et w sont respectivement la longueur, l'épaisseur et la largeur de la zone active.	24
Figure 2-17 : Réduction de la réflectivité dans un SOA par (a) un traitement antireflet et (b) une inclination de sa zone active.	24
Figure 2-18 : Illustration du confinement spatial et des densités d'états d'un matériau massif, d'un puits, d'un fil et d'une boîte quantique [48].	25
Figure 2-19 : Évolution temporelle de la distribution de porteurs (énergie de porteurs E vs. densité de porteurs N) dans la bande de conduction induite par une impulsion optique de courte durée.	27
Figure 2-20 : Effets XGM et XPM dans le SOA.	27
Figure 2-21 : Effet FWM dans le SOA.	28
Figure 2-22 : Applications de base d'un SOA dans les systèmes de télécommunications optiques selon sa position dans la liaison.	28
Figure 2-23 : Un système amplifié périodiquement par M amplificateurs en cascade. G_i et F_i représentent respectivement le gain optique et le facteur de bruit de l'amplificateur i .	29
Figure 2-24 : Structure de base d'une photodiode PIN.	30

Figure 2-25 : Spectres des bruits de battement du photocourant.....	33
Figure 2-26 : Détections non-cohérentes pour (a) le signal M-ASK et (b) le signal FSK.	34
Figure 2-27 : Détection cohérente IQ optique.....	34
Figure 2-28 : Évolution du débit et de la distance dans le réseau optique et le système WDM [60].	37
Figure 2-29 : (a) Représentation I et Q. (b) Constellation 16-QAM.	38
Figure 2-30 : Module du vecteur d'erreur (EVM). $VERR$: vecteur d'erreur ; $VREF$: vecteur de référence.	38
Figure 2-31 : Courbe de performance du BER en fonction de l'EVM pour plusieurs types de modulations [61].	39
Figure 2-32 : Émetteur OOK et un exemple d'un format de modulation ASK.....	40
Figure 2-33 : (a) Émetteur DPSK et un exemple de modulation DPSK (b) récepteur DPSK. DI : interféromètre à retard.	41
Figure 2-34 : (a) Émetteur (b) Récepteur DQPSK.	42
Figure 2-35 : Génération d'un signal DB et les conditions de la polarisation du MZM pour sa génération.	42
Figure 2-36 : (a) Émetteur et (b) récepteur PDM-QPSK.	43
Figure 2-37 : Principe d'un système de modulation multi-porteuses.....	45
Figure 2-38 : Représentation temporelle et spectrale d'un signal OFDM ayant 4 sous-porteuses.	46
Figure 2-39 : Principe d'un préfixe cyclique. La dernière partie du symbole OFDM est copié comme préfixe de durée t_G	48
Figure 2-40 : Un système CO-OFDM générique. S/P : Série-Parallèle ; IG : Intervalle de Garde ; P/S : Parallèle-Série ; DL : Diode Laser ; MZM : Modulateur Mach-Zehnder ; AO : Amplificateur Optique ; PD : Photodiode ; CNA : Convertisseur Numérique Analogique ; CAN : Convertisseur Analogique Numérique.	50
Figure 3-1 : Schéma de principe de la co-simulation VPI-ADS d'un système de transmission CO- OFDM. O/B.B : optique-bande de base.	57
Figure 3-2 : Principe du découpage en M sections de calcul de la cavité du SOA.	58
Figure 3-3 : Fonction définissant le gain matériau $g_m(N_k, \lambda)$	61
Figure 3-4 : Mesures (points) et simulations (trait continu) du gain optique en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.	65
Figure 3-5 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de la puissance de saturation en fonction de (a) la puissance d'entrée et (b) la puissance de sortie du SOA. Le courant de polarisation est 200 mA et la longueur d'onde 1540 nm.	66
Figure 3-6 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de la puissance de saturation à la sortie du SOA en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.	66
Figure 3-7 : Mesures (points) et simulations (traits continus) du NF en fonction de (a) la puissance d'entrée et (b) la puissance de sortie pour un courant de polarisation de 200 mA et une longueur d'onde de 1540 nm.	67
Figure 3-8 : Mesures (points) et simulations (traits continus) du NF en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.....	68

Figure 3-9 : Montage expérimental pour la mesure de α_H selon la méthode de la fibre dispersive. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; PD : photodiode ; PM : puissance-mètre.	69
Figure 3-10 : Mesures (points) et simulations (traits continus) de couplage phase-amplitude ($\cdot \cdot$) en fonction de la longueur d'onde pour un courant de polarisation de 200 mA et une puissance d'entrée de -20 dBm.	69
Figure 3-11 : Montage expérimental pour la mesure des réponses fréquentielles du gain du SOA. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : isolateur ; PD : photodiode.	70
Figure 3-12 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) de la puissance en fonction de la fréquence de la modulation.	71
Figure 3-13 : Un exemple de la simulation de la puissance et de la phase du signal optique à l'entrée et la sortie du SOA.	72
Figure 3-14 : Montage expérimental pour la mesure des réponses fréquentielles de la phase du SOA. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : isolateur.	72
Figure 3-15 : Une copie d'écran (extrait de l'analyseur vectoriel des signaux) de la variation temporelle de la phase du signal et de son spectre après FFT.	73
Figure 3-16 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) de la phase optique en fonction de la fréquence de la modulation.	73
Figure 3-17 : Montage expérimental pour la mesure du gain et de la phase. CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : isolateur ; PD : photodiode.	74
Figure 3-18 : Variation simulée (ligne continue) et mesurée (barres d'erreur) (a) de la puissance et (b) de la phase de la sonde en fonction de la fréquence de la modulation.	74
Figure 3-19 : Spectre de FWM et signaux à mesurer.	76
Figure 3-20 : Montage expérimental pour la mesure du FWM. DL : Diode laser ; CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; PD : photodiode ; Iso : Isolateur.	77
Figure 3-21 : FWM en fonction de l'intervalle de fréquence (a) et de la puissance d'entrée (b) à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA.	77
Figure 3-22 : Schéma simplifié d'un système CO-OFDM sous VPI.	78
Figure 3-23 : Insertion du préfixe cyclique. (X1, ..., Xn) correspondent aux échantillons temporels à la sortie IFFT.	79
Figure 3-24 : Vue du modulateur optique IQ sous VPI.	79
Figure 3-25 : Constellations et EVM d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B (a) avec tous les paramètres idéaux, (b) en ajoutant le bruit de quantification du CNA et du CAN et (c) en ajoutant au cas (b) le bruit de phase des lasers (100 kHz). La puissance optique est -10 dBm.	82
Figure 3-26 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B en fonction du nombre de bits de quantification des CNA et des CAN séparément et en même temps.	82
Figure 3-27 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison B2B en fonction de la largeur de raie des lasers émetteur (TX) et récepteur (RX) séparément et en même temps.	83

Figure 3-28 : Constellations et EVM d'un signal QPSK CO-OFDM à 100 Gb/s pour une liaison de transmission avec 10 km de fibre optique SMF (a) sans égalisation et (b) avec égalisation. La puissance à l'entrée de la fibre est -10 dBm.	84
Figure 3-29 : Schéma-bloc détaillé de la configuration de co-simulation CO-OFDM. S/P : Série-Parallèle ; P/S : Parallèle-Série ; DL : Diode Laser ; PD : Photodiode.	85
Figure 3-30 : Modèle de transformation d'un signal optique en bande de base. B.P : bande passante.	86
Figure 3-31 : Schéma synoptique des interfaces de co-simulation.	87
Figure 3-32 : Schéma synoptique du bloc générateur du bruit d'ASE gaussien.	88
Figure 3-33 : Vue détaillée de la plateforme de co-simulation VPI-ADS.	89
Figure 4-1 : Banc de mesure d'un système de transmission CO-OFDM réalisé pour cette étude.	94
Figure 4-2 : Schéma bloc du banc de mesure d'un système CO-OFDM. AWG : générateur de signaux arbitraires ; DL : Diode laser ; CP : contrôleur de polarisation ; Att : Atténuateur ; MZM : modulateur Mach-Zehnder ; Iso : Isolateur.	95
Figure 4-3 : Schéma bloc du récepteur cohérent et de l'analyseur de modulation optique (document Agilent Technologies).	96
Figure 4-4 : Un signal arbitraire OFDM tronqué entre deux seuils d'écrtage $-k.\sigma$ et $k.\sigma$	97
Figure 4-5 : (a) principe de pré-compensation (b) constellation d'un signal QPSK OFDM électrique sans pré-compensation du retard temporel (c) constellation avec pré-compensation ($\Delta T = 50$ ps).	97
Figure 4-6 : EVM mesuré en fonction du retard temporel pour une liaison B2B électrique et un signal QPSK OFDM de 1 Gb/s.	98
Figure 4-7 : Constellations d'un signal QPSK OFDM électrique avec et sans la satisfaction du fonctionnement linéaire des amplificateurs RF.	99
Figure 4-8 : Représentation graphique des points de polarisation des modulateurs MZM dans un modulateur optique IQ.	100
Figure 4-9 : Simulation de l'influence d'un petit décalage (3%) sur le point de polarisation autour de V_π sur le spectre d'un signal OFDM optique.	100
Figure 4-10 : Forme conceptuelle du spectre à la sortie de l'AWG. f_c est la fréquence d'échantillonnage de l'AWG.	101
Figure 4-11 : Spectre mesuré du signal CO-OFDM après le modulateur optique IQ.	102
Figure 4-12 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du récepteur pour un signal QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm dans la configuration B2B. Le courant de polarisation est de 200 mA.	103
Figure 4-13 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA. B2B : back-to-back.	104
Figure 4-14 : EVM et constellations simulés d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA avec le bruit d'ASE (trait continu) et sans (ligne pointillée) à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA.	105
Figure 4-15 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du NF à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA. La valeur du NF du SOA utilisé est 8 dB.	105
Figure 4-16 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des puissances d'entrée -25, -15 et -5 dBm. L'intervalle de fréquence $\Delta f = 3,2$ GHz et le facteur $\alpha_H = 5$. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$	106

Figure 4-17 : EVM simulé (lignes continues) et mesuré (points) du signal reçu en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM à la longueur d'onde de 1540 nm. Le courant de polarisation est de 200 mA.	106
Figure 4-18 : Constellations du signal reçu après le SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM aux puissances d'entrée de -24 et de -10 dBm.	107
Figure 4-19 : Comparaison des constellations du signal reçu après le SOA pour des signaux QPSK et QPSK CO-OFDM à forte puissance (-10 dBm).	107
Figure 4-20 : Pompage optique autour de la transparence du gain dans le SOA avec une configuration contra-propagative.	108
Figure 4-21 : Gain optique et facteur alpha simulés en fonction de la puissance de sortie sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.	108
Figure 4-22 : Produits FWM simulés en fonction de la puissance d'entrée sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.	109
Figure 4-23 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA sans (pointillés) et avec (trait continu) la pompe à la longueur d'onde de transparence de gain (1416 nm). La longueur d'onde du signal est 1540 nm et le courant de polarisation est de 200 mA.	109
Figure 4-24 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des valeurs du facteur $\alpha_H = 0, 5$ et 10 . L'intervalle de fréquence $\Delta f = 3,2$ GHz et la puissance d'entrée $P_{in} = -10$ dBm. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$.	110
Figure 4-25 : EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction de la puissance d'entrée du SOA avec la valeur réaliste de $\alpha_H=5,6$ (trait continu) et avec $\alpha_H=0$ (ligne pointillée) à la longueur d'onde de 1540 nm et à un courant de polarisation de 200 mA.	111
Figure 4-26 : EVM d'un signal QPSK CO-OFDM simulé (ligne continue) et mesuré (points) en fonction de la longueur d'onde pour trois puissances injectées dans le SOA (-30, -20, -10 dBm). Le courant de polarisation est de 200 mA.	112
Figure 4-27 : EVM et gain optique d'un signal QPSK CO-OFDM mesurés en fonction de la longueur d'onde pour deux puissances injectées dans le SOA (-30 et -20 dBm). Le courant de polarisation est de 200 mA.	113
Figure 4-28 : EVM, gain optique et spectres du FWM simulés pour un signal QPSK CO-OFDM. Le courant de polarisation vaut 200 mA et la puissance d'entrée -20 dBm.	114
Figure 4-29 : EVM mesuré d'un signal QPSK CO-OFDM de 1Gb/s en fonction du courant de polarisation du SOA pour une puissance d'entrée de -26 dBm et une longueur d'onde de 1540 nm.	115
Figure 4-30 : Gain optique et facteur de bruit en fonction du courant de polarisation du SOA pour plusieurs puissances d'entrée et une longueur d'onde de 1540 nm.	115
Figure 4-31 : EVM mesuré d'un signal QPSK CO-OFDM de 1Gb/s en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs courants de polarisation et une longueur d'onde de 1540 nm.	116
Figure 4-32 : (a) EVM B2B et (b) Variation d'EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.	117
Figure 4-33 : Spectre du FWM à la sortie du SOA en fonction des intervalles de fréquence 0,4, 3,2 et 12,8 GHz. La puissance moyenne d'entrée est -15 dBm et le facteur alpha $\alpha_H = 5$. $\lambda = 1540$ nm et $f = c/\lambda$.	118

Figure 4-34 : Variation d'EVM normalisée d'un signal QPSK CO-OFDM simulé en fonction du nombre de sous-porteuses à la longueur d'onde de 1540 nm. La puissance d'entrée est de -15 dBm et le débit de données 10,94 Gb/s.	118
Figure 4-35 : Variation d'EVM et constellations simulés d'un signal QPSK et d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.	119
Figure 4-36 : Évolution de l'OSNR pour un signal QPSK CO-OFDM après le SOA en fonction du débit binaire et pour deux puissances moyennes de -15 et -25 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.	120
Figure 4-37 : Variation d'EVM simulé d'un signal QPSK CO-OFDM en fonction du débit de données brutes pour des puissances moyennes de 5, -5, -15, -25 et -35 dBm à l'entrée du SOA. La longueur d'onde est 1540 nm et le courant de polarisation 200 mA.	121
Figure 4-38 : EVM d'un signal QPSK CO-OFDM simulé (ligne continue) et mesuré (points) en fonction de la longueur d'onde pour une puissance d'entrée dans le SOA de -30 dBm. Le courant de polarisation est de 200 mA.	122

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Exemple de spécifications d'une diode laser à semi-conducteurs de type DFB [38]...	8
Tableau 2 : Principales caractéristiques des modulateurs MZM et EAM.	13
Tableau 3 : Paramètres de différentes fibres optiques monomodes normalisées.	21
Tableau 4 : Comparaison entre SOA et EDFA.	23
Tableau 5 : Spécifications d'une photodiode PIN [58].	31
Tableau 6 : Paramètres de la fibre utilisée dans les simulations.	80
Tableau 7 : Valeurs des paramètres du modèle implémenté sous ADS.	150

Résumé :

Mots clefs : *Amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA), transmission cohérente de signaux OFDM optiques (CO-OFDM), mélange à quatre ondes (FWM), couplage phase amplitude (facteur de Henry ou facteur alpha).*

Le futur système de transmission multicanaux (WDM) pourrait mettre à profit l'utilisation d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA), pour bénéficier notamment de leur grande bande passante optique pour l'amplification du signal. Dans ce travail, nous étudions l'influence des SOA sur la transmission cohérente de signaux OFDM optiques (CO-OFDM). Cette technique, récemment proposée, permet à la fois d'augmenter l'efficacité spectrale de la transmission et de compenser les imperfections linéaires du canal optique.

Nous avons développé, dans ce travail, une chaîne expérimentale de transmission de signaux à formats de modulation complexes tout-optiques et une plateforme de simulation au niveau système. Les résultats obtenus par simulation, au niveau composant et au niveau système, sont en très bon accord avec ceux obtenus par les mesures expérimentales à la fois pour des formats de modulation QPSK et QPSK CO-OFDM. À travers différentes mesures et simulations, l'étude a permis de cerner clairement l'influence des paramètres du SOA sur la qualité de transmission des données. Les non-linéarités induites par le SOA, telles que le couplage phase amplitude, l'auto modulation du gain et de la phase (SGM et SPM), la modulation croisée du gain et de la phase (XGM et XPM) et le mélange à quatre ondes (FWM), jouent de façon importante sur les performances de ce format de modulation multi-porteuses ; leur influence a donc été analysée avec précision. Les connaissances acquises permettront à l'avenir d'une part de mieux définir les conditions d'utilisation des SOA dans les réseaux de transmission et d'autre part aideront à l'optimisation de nouvelles structures de SOA conçues pour la transmission de données à très haut débit utilisant des formats de modulation complexes.

Abstract :

Keywords: *Semiconductor optical amplifier (SOA), coherent optical-OFDM (CO-OFDM), four wave mixing (FWM), phase-amplitude coupling (Henry factor or alpha factor).*

Future wavelength division multiplexing (WDM) systems might take advantage from the use of semiconductor optical amplifiers (SOA), especially to benefit from their large optical bandwidth for signal amplification. In this work, we study the influence of SOAs on the coherent optical-OFDM (CO-OFDM) transmission system. This recently proposed technique allows both to increase the spectral efficiency of the transmission and to compensate the linear imperfections of the optical channel.

In this work, we have developed an experimental setup for signal transmission operating with advanced optical modulation formats and a system level simulation platform. Simulation results, both at the component level and at the system level, are in very good agreement with those obtained from experimental measurements in the case of both QPSK and QPSK CO-OFDM signals. The study has clearly identified, through various measurements and simulations, the influence of SOA parameters on the quality of data transmission. Nonlinearities induced by the SOA, such as phase-amplitude coupling, self gain and phase modulation (SGM and SPM), cross gain and phase modulation (XGM and XPM) and the four-wave mixing (FWM) affect the performances of this multicarrier modulation format. Their influence is studied very precisely in this work. This acquired knowledge will allow, on the one hand, better defining the conditions of use of SOAs in the transmission networks and, on the other hand, helping to optimize new structures of SOA designed for very high bit rate data transmissions using complex modulation formats.